

NOSITEL
VYZNAMENANÍ
ZA BRANNOU
VÝCHOVU
I. A II. STUPNĚ



ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXVII/1988 ●● ČÍSLO 3

V TOMTO SEŠITĚ

Čelem k masám	81
DÁLKOVÝ PŘÍJEM V PRAXI	
1. Základní pojmy, rozdělení kmitočtů	82
2. Šíření elektromagnetického vlnění prostorem	84
3. Antény	86
3.1. Yagiho anténa	86
3.2. Jaké typy Yagiho antén budeme používat	87
3.3. Antény odvozené a komerční	90
4. Anténní soustavy	91
4.1. Vlastnosti anténních soustav	91
4.2. Anténní soustavy z antén TVa a KC91-BL	93
5. Homogenita elektromagnetického pole	94
6. Šum — náš největší nepřítel	94
6.1. Šum zesilovače	95
6.2. Šum antény	95
6.3. Jednotky dBm a dBμV	96
6.4. Šum soustavy anténa-zesilovač	96
7. Dálkový příjem v těžkých podmínkách	97
7.1. Jak začít s dálkovým příjmem	96
7.2. Příjem slabého signálu rušeného silným vysílačem na sousedním kanálu	97
7.3. Příjem slabého signálu rušeného silnějším signálem na stejném kanálu	99
7.4. Příjem v podmínkách blízkého vysílače	101
7.5. Příjem rozhlasu VKV-FM	101
8. Anténní zesilovače	103

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal. Redakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyzívá PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kalfkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23. Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 9. 6. 1988.
© Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

ČELEM K MASÁM

9. zasedání ústředního výboru KSČ

9. zasedání ÚV KSČ ve dnech 8. a 9. dubna 1988, které se konalo pod názvem „K práci strany v podmínkách přestavby hospodářského mechanismu a rozvoje socialistické demokracie“ posoudilo zabezpečování linie XVII. sjezdu strany a závěrů 7. zasedání ÚV KSČ, výsledky výročních členských schůzí základních organizací a celkovou úroveň stranické práce. Dále projednalo aktuální úkoly stranických orgánů a organizací obsažené ve zprávě předsednictva ÚV KSČ a stanovilo jejich další postup při přestavbě hospodářského mechanismu a ostatních oblastí společenského života, při prohlubování socialistické demokracie.

Stručně by se dalo shrnout, že program celého zasedání vycházel předně z potřeby dosáhnout toho, aby práce strany odpovídala potřebám doby, aby strana šla v čele přestavby, aby byla nejen jejím iniciátorem, ale i vzorem. Druhým základním požadavkem, který byl řešen, byl požadavek urychlit postup přestavby hospodářského mechanismu a především řídicí sféry.

Po prostudování materiálů a výsledků 9. zasedání lze charakterizovat jeho obsah jako významný krok v boji za prosazování přestavby celého našeho společenského života na úrovni požadavků současné etapy. Není úkolem tohoto článku probírat závěry a celé usnesení tohoto zasedání, i když se prakticky jeho výsledky týkají každého občana ČSSR — všimneme si podrobněji toho, co se projednávalo v oblasti ekonomiky a přestavby vůbec.

Pokud jde o přestavbu, potvrdilo 9. zasedání, že jde především o to, neztrácet zbytečně čas — je si třeba uvědomit, z čeho vzniknou větší společenské ztráty, zda z váhání, přešlapování na místě, z prodávání času, kdy působí oba mechanismy současně (starý i nový), kdy — jednou větou řečeno — panuje v uvedených sférách nejistota, či z rychlého, ale uvážného postupu prací na přestavbě hospodářského mechanismu. Domnívám se, že v každém případě vzniknou větší ztráty z váhání a zpomalovaného postupu vpřed, nakonec to bylo na 9. zasedání vyjádřeno jednoznačně: „k přestavbě je třeba přistupovat odpovědně a zbytečně neztrácet čas“.

V této souvislosti musí dojít a v současné době i dochází k výrazným změnám v činnosti ústředních orgánů, změnám v kádrové práci, změnám v organizaci výrobní technické, vědeckovýzkumné a oběhové základny, k rozvoji socialistické demokracie, k přestavbě společenských vztahů atd. Jsou to většinou změny revolučního charakteru, které vyžadují nové přístupy k úkolům, zvýšení výkonnosti a kvality práce a to nejen „nahofe“, ale i každého z nás. Jde také o to, aby stranické, ale i jiné orgány nesuplovaly za jiné orgány a organizace, strana např. musí uskutečňovat svoji politiku ne tím, že bude dublovat činnost státních, společenských a hospodářských orgánů, ale tím, že bude kontrolovat, jak ji komunisté na svých místech zabezpečují. Proto také 9. zasedání soustředilo pozornost na to, jak prosa-

zovat přijatá usnesení mezi členy strany a ostatní pracující. Zde jsou prameny titulu tohoto článku, jen tak se totiž může strana dostat do čela procesu přestavby. To však vyžaduje — jak zdůraznil soudruh Jakeš v závěru 9. zasedání „plně rozvinout práci strany v duchu gottwaldovské tradice Čelem k masám, důsledně uplatňovat leninské principy vnitřního života strany obsažené ve stanovách, demokratizovat vnitřní život strany a tak upevnit její jednotu a zvýšit akceschopnost“.

Jedním ze základních požadavků pro uskutečnění všech cílů přestavby je také nesporně kádrová politika. Je zřejmé, že jde-li o revoluční změny, musí je také provádět lidé, kteří pro to mají předpoklady, kteří mají odvahu a chuť bojovat, kteří mají příslušné znalosti a zkušenosti, kteří jsou čestní, obětaví a pracovití. Jako neodkladný úkol proto 9. zasedání určilo nutnost objektivně a kriticky zhodnotit rozmístění kádrů, podle výsledků hodnocení pak provést nezbytné kádrové změny, jejichž důsledkem musí být zvýšení autority strany a její vedoucí úlohy jakož i omlazení a podstatné zvýšení výkonnosti kádrů na všech úsecích. Aby se předešlo zbytečným omylům a chybám, je třeba, aby veškerá kádrová práce byla zdemokratizována, aby byla pod veřejnou kontrolou. Proto již dnes jsou ředitelé podniků voleni tajně z několika kandidátů, proto se ve větší míře používají konkursní řízení, proto je třeba postupně zavést skládání účtů z činnosti nejen příslušným orgánům, ale i voličům a pracovním kolektivům. V této souvislosti stojí za povšimnutí i jedno z rozhodnutí 9. zasedání — omezení doby k výkonu jedné funkce, které je zatím v podstatě „uzákoněno“ jen pro stranické orgány, ale mělo by platit všeobecně. Známe to všichni — nové koště dobře mete, neúměrně dlouhý výkon funkce však zcela zákonitě vede ve většině případů ke stagnaci jak vědomostí, tak rozhodovací činnosti a nastupuje obvykle rutinérství, které je přímým protějškem a nepřitelem všeho nového, všech změn. Méně ostře by se dalo říci, že toto opatření by mělo zabránit setrvačnosti v metodách práce, mělo by přinést pružné reagování na měnící se potřeby.

Je dobré, že se 9. zasedání konalo před okresními konferencemi Svazarmu, protože dalo příklad i jejich jednání. Posláním okresních a krajských konferencí bude na základě všestranné analýzy posoudit, jak se podařilo a daří prosazovat změny v činnosti, v kvalitě a účinnosti politickovýchové, výukové a zájmové práce a stanovit rozhodující směry a cesty ke všeobecnému zkvalitnění činnosti okresních a krajských organizací.

Vezmou-li si konference za vzor jednání 9. zasedání ÚV KSČ, kritické, sebekritické a s vytýčením jasných perspektiv, pak podpoří i předsjezdovou aktivitu a do jisté míry ovlivní i výsledky sjezdu Svazarmu tak, aby se naše organizace plně zapojila do přestavby a odpovídajícím způsobem splnila ty úkoly, které jí v naší společnosti čekají.

DÁLKOVÝ PŘÍJEM V PRAXI

Ing. Boris Glos

Toto číslo shrnuje a doplňuje problematiku dálkového příjmu, která je pravidelně probírána na stránkách AR. Výklad je zaměřen hlavně na praktickou stránku věci a je určen jak čtenářům, kteří se teprve hodlají zabývat dálkovým příjmem, tak zkušeným amatérům, pro které jsou určena některá složitější řešení problémů. Probíraný okruh je velmi široký, proto byla dána přednost tematické, která dosud nebyla vůbec (nebo velmi málo) či pouze částečně probírána. Je samozřejmé, že stěžejní problémy, bez nichž se v praxi neobejdeme, jsou také připomenuty.

Autor z praxe ví, že naprostá většina zájemců o dálkový příjem má malou (nebo vůbec žádnou) představu o tom, jaké jsou možnosti současné anténní techniky. Chybí základní představy o vztahu velikosti signálu vzhledem ke kvalitě obrazu, o přínosu anténního zesilovače a o vlivu vstupního dílu přijímače. Informovaný čtenář ví, že zlepšili-li zisk anténní soustavy o 6 dB, znamená to dvojnásobný signál. Ale málokdo si dovede představit, jak se toto zlepšení projeví na obraze. Možnosti anténní techniky jsou většinou přeceňovány, především u anténních zesilovačů. Naopak možnosti plynoucí z aplikace anténních soustav jsou podceňovány. Proto se nezdá stává, že slyšíme o záračných anténách či zesilovačích a obráceně, přitom experimentováním na nesprávném místě lze ztratit mnoho času, o zbytečných vynaložených investicích ani nemluvě. S tím vším se při výkladu počítá.

1. Základní pojmy, rozdělení kmitočtů

S elektromagnetickým vlněním se setkáváme denně, a to především se světlem a teplem. Vlnění, kterého využíváme pro přenos rozhlasu a televize, se od ostatních liší pouze svou vlnovou délkou λ či kmitočtem f . Obě veličiny spolu úzce souvisí a vyjadřujeme je v souvislosti s rychlostí světla $c = 3 \cdot 10^8$ m/s:

$$f = c/\lambda \quad [\text{Hz}; \text{m/s}; \text{m}] \quad (1)$$

$$\text{nebo } \lambda = c/f \quad [\text{m}; \text{m/s}; \text{Hz}] \quad (2)$$

Elektromagnetické vlnění je složeno z magnetické a elektrické složky. Obě složky vlnění znázorňujeme vektory, které jsou v každém okamžiku na sebe kolmé. Současně jsou oba vektory kolmé na směr šíření vlnění. Jsou-li silové čáry elektrického pole kolmé k zemi, mluvíme o svislé polarizaci. Při vodorovné polarizaci jsou silové čáry se zemí rovnoběžné. Se svislou polarizací se setkáváme méně, převážně u nižších kmitočtů. Svisle polarizované vlnění se totiž snadno odráží od svisle orientovaných překážek (stromy, stěny budov, atd.) a obsahuje více rušivých

signálů, neboť ty mají častěji polarizaci svislou (anténa vodorovně umístěná toto rušení zachycuje méně). Nesprávně polarizovaná přijímací anténa může dodat až $10 \times$ menší signál. Výjimečně se využívá polarizace eliptické, při níž může být anténa okolo podélné osy pootočená libovolně. Pootočením antény lze totiž zmenšit rušení blízkými nebo dokonce kmitočtově stejnými signály, neboť při mnohosměrném šíření (odrazy) jsou signály částečně depolarizovány.

Televizní a rozhlasové signály jsou rozděleny do pásem a tato pásma pak na jednotlivé kanály. Šířka kanálu závisí na typu modulace a na počtu informací, které je potřeba přenést za jednotku času a může být např. 9 kHz, 300 kHz, nebo 8 MHz. V tab. 1 až 4 jsou uvedena evropská pásma rozhlasu a televize, kanály a jim příslušné kmitočty, které nás budou zajímat. Některá pásma jsou rozdělena do kanálů podle různých norem. V ČSSR jsou televizní kanály I. až III. TV pásma rozděleny podle soustavy CCIR-D a kanály IV. a V. pásma podle soustavy CCIR-K. V NDR

Tab. 1. Rozdělení kmitočtů pro vysílání rozhlasu a televize

		kmitočet	délka vlny
VLF	velmi dlouhé vlny	1	10
			20
			50
LF	dlouhé vlny – R	150 kHz	100
		280	200
			500
MF	střední vlny – R	535 AM	1
		1605	2
			5
HF	krátké vlny – R	5,95 AM	10
		26,1	20
			50
VHF	VKV FM I. MHz	50	100
	II. TV	100	200
	III.	200	
			500
UHF	TV IV + V	1	1
		2	2
			5
			10
SHF	centimetrové vlny	10	10
	TV VI GHz	20	20
			50
			100
EHF	milimetrové vlny	200	200
			500

a většině zemí západní Evropy se vysílá v I. až III. pásmu podle soustavy CCIR-B a ve IV. a V. pásmu podle CCIR-G. Soustava CCIR-K se od CCIR-G liší pouze posunutím kmitočtu zvuku uvnitř kanálu o 1 MHz výše. V tab. 5 jsou uvedeny vysíláče v pásmu FM-CCIR, vysílající bez výjimky s horizontální polarizací, v tab. 6 vysíláče vhodné pro

Tab. 2. Rozdělení TV kanálů podle soustavy CCIR-D

Pásmo	Kanál	Kmitočet [MHz]	Δf [MHz]
I	1	48,5 až 56,5	6,5
	2	58 až 66	
FM OIRT		65 až 72	
II	3	76 až 84	6,5
	4	84 až 92	
	5	92 až 100	
III	6	174 až 182	6,5
	7	182 až 190	
	8	190 až 198	
	9	198 až 206	
	10	206 až 214	
	11	214 až 222	
	12	222 až 230	

Tab. 3. Rozdělení TV kanálů podle soustavy CCIR-B

Pásmo	Kanál	Kmitočet [MHz]	Δf [MHz]
I	2	47 až 54	5,5
	3	54 až 61	
	4	61 až 68	
II	FM-CCIR	87,5 až 104(108)	0,2M 0,3S
III	5	174 až 181	
	6	181 až 188	
	7	188 až 195	
	8	195 až 202	
	9	202 až 209	
	10	209 až 216	
	11	216 až 223	
	12	223 až 230	

Tab. 4. Rozdělení TV kanálů podle soustav CCIR-G a CCIR-K ve IV. (K21 až 40) a V. (K41 až 81) pásmu

Kanál	Kmitočet [MHz]	Δf [MHz]
21	470 až 478	6,5 – K
.	v obou pásmech odstup 8 MHz	5,5 – G
25	502 až 510	
.	f_{obr} K25 – 503,25	
.	K25 – 509,75 – K	
.	508,75 – G	
30	542 až 550	
35	582 až 590	
40	622 až 630	
45	662 až 670	
50	702 až 710	
55	742 až 750	
60	782 až 790	
81	950 až 958	

Tab. 5. Seznam vysílačů VKV v pásmu FM-CCIR

Název	Souřadnice	Kmitočet [MHz] / program	Výkon *) [kW]
KARL-MARX-STADT	15E52 50N38	89,8/1 87,75/2A 92,8/2B 97,05/3	
DRESDEN	13E50 51N03	90,1/1 95,4/2A 92,25/2B 97,25/3	
LEIPZIG	12E18 51N12	90,4/1 88,45/2A 93,85/2B 96,6/3	
BERLÍN	13E25 52N31	91,4/1 95,8/2A 99,7/2B 97,65/3	
COTTBUS	14E20 51N46	98,6/2B	
HOHER BOGEN	12E54, 49N15	96,8/1 91,6/2 94,7/3	50 50 50
BROTJACKLRIEGEL	13E13 48N49	92,1/1 96,5/2 94,4/3	
OCHSENKOPF	11E49 50N02	90,7/1 96,0/2 88,0/2 99,4/3	25
WENDELSTEIN	12E01 47N42	93,7/1 89,5/2 98,5/3	
BÜTTELBERG	10E23 49N25	91,4/1 88,2/2 99,3/3	
HOHE LINIE	12E10 49N02	95,0/1 93,0/2 99,6/3	25 25 25
GRÜNTEN ALLGÄU	10E19 47N33	90,7/1 88,7/2 95,8/3	
KREUZBERG-RHÖN	09E59 50N22	98,3/1 93,1/2 96,3/3	
DILLBERG	11E23 49N19	88,9/1 92,3/2 87,6/2 97,9/3	25 25 25 25
W. BERLIN	13E13 52N30	89,6/1 94,3/2 90,2 96,3/3	30 50 50 10
HOFF	11E51 50N08	91,2/2	20
JAUERLING	15E21 48N20	97,0/1 91,4/2 89,4/3	
LICHTENBERG	14E15 48N23	97,5/1 95,2/2 88,8/3	
KAHLENBERG	16E20 48N17	91,9/1 97,9/2 89,9/2 99,9/3	
WACHBERG	14E49 48N39	92,7/1 95,7/2 98,2/3	1 1 1
GAISBERG	13E07 47N48	90,85/1 94,8/2 99,0/3	75 75 75

*) Není-li uvedeno jinak, má vysílač výkon 100 kW.

Tab. 6. Seznam TV vysílačů vhodných pro dálkový příjem

Název (místo)	Souřadnice	Kanál / program	Výkon [kW] (EIRP)
DRESDEN (WACHWITZ)	13E50 51N03	10V/1 29/2	100 500
LÖBAU	14E42 51N06	27/1 39/2	200 20
K.-M.-STADT (GEYER)	12E52 50N38	8/1 32/2	100 500
LEIPZIG (WIEDERAU)	12E18 51N12	9V/1 22/2	100 500
COTTBUS	14E20 51N46	4(53)/1	60
GÖRLITZ	14E54 51N06	6V/1	0,95
BROCKEN	10E37 51N48	6/1 34/2	100 500
HOHER BOGEN	12E54 49N15	55/1 28/2 59/3	200 200 214
OCHSENKOPF	11E49 50N02	4V/1	100
AMBERG	12E00 49N31	37/2 43/3	280 320
HOFF	11E51 50N08	23/2 57/3	500 500
BROTJACKLRIEGEL	13E19 48N49	7/1 56V/3	100 1
DEGGENDORF	13E00 48N53	33/2 40/3	380 430
DILLBERG	11E23 49N19	6/1	100
REGENSBURG	12E05 49N00	5/1 21/2 42/3	350 370
BAMBERG	11E04 49N54	52/1 24/2 56/3	25 85 90
NÜRNBERG	10E59 49N17	34/2 59/3	400 492
BÜTTELBERG	10E23 49N25	55/1	400
PASSAU	13E26 48N34	30/2 60/3	41 40
HOHE LINIE	12E10 49N02	53/1	75
BAYREUTH	11E39 49N58	30/2 54/3	98 100
SNIEŽNE KOTLY	13E33 50N47	30/1	
KAMINNA GÓRA		35/2	200
ZIELONA GÓRA	15E16 52N21	3/1 29/2	200
WALBRZYCH	16E13 50N47	9/1 32/2	1
WROCLAW	16E43 50N52	12/1 25/2	150 1000
LUBAŇ		21/1 37/2	
KŁODZKO	16E48 50N15	52/1 38/2	300
ZGORZELEC	15E10 51N09	11/1	3
OPOLE	17E56 50N41	10V/1 23/2	1
KATOWICE	19E01 50N18	8/1 21/2 6/1	265 500 1

(Pokračování tab. 6)

Název (místo)	Souřadnice	Kanál / program	Výkon [kW] (EIRP)
KRAKOW	20E08 49N56	10/1 2V/2	200 1
TARNOW	21E01 49N59	22/2	1000
RZESZOW	21E48 49N48	12V/1 29/2	100 10
JAUERLING	15E21 48N21	2/1 21/2	60 800
KAHLENBERG	16E20 48N17	5/1 24/2 34/2	100 1000 50
LICHTENBERG	14E15 48N23	6/1 43/2	100 800
GAISBERG	13E07 47N48	8/1 32/3	100 800
WEITRA- WACHBERG	14E49 48N39	58/2	100

Název (místo)	Souřadnice	Kanál / program	Výkon [kW] (EIRP)
SCHÄRDING	13E29 48N31	45/1 51/2	4
AIGEN		23 26	
GALGENBERG	16E35 48N43	43/2 51/1	10 10
SOPRON	16E34 47N40	9V/1	0,5
GYÖR		35/1	
BUDAPEST	18E59 47N30	1/1 24/2	20 40
KEKES	20E01 47N52	8/1 36/2	4
TOKAJ	21E23 48N07	4V/1 26/2	20 20
KABHEGY	17E39 47N07	12/1 22/2	20 40

Ve sloupci „Kanál“ značí V vertikální polarizaci signálu

Tab. 7. Seznam čs. vysílačů

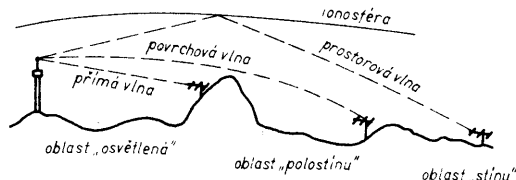
Kraj	Název vysílače	Stanoviště	1. program	2. program
Praha-město Středočeský	Praha-město Praha	Petřín Cukrák	K7 2,5 kW K1 30	K24 15 kW K26 50
Jihočeský	Č. Budějovice Vimperk	Klet Mařský vrch	K2 10 —	K39 20 K32 5
Západočeský	Plzeň Plzeň-město Cheb Cheb Jáchymov Domažlice Klatovy Sušice	Krašov Kravce Zelená hora Zelená hora Klínovec Vranní vrch Barák Svatobor	K10 10 — K8/V 0,1 K26 5 K7 0,3 K12 0,2 K6 0,3 K9 0,1	K34 5 K31 20 K36 5 — K38 20 K24 5 K22 5 K35 5
Severočeský	Ústí n. L. Liberec	Buková hora Ještěd	K12/H 10 K8/V 2,5	K33 20 K31/V/H 5
Východočeský	Hradec Králové Trutnov Rychnov n. Kn.	Krásné Černá hora Litický chlum	K6 10 K11/V 0,2 —	K22 20 K23 20 K28 5
Jihomoravský	Brno Brno-město Jihlava Třebíč Gottwaldov Uherský Brod Mikulov	Kojál Barvičova Javořice Klučovská hora Tlustá hora Velká Javorina Děvín	K9 20 — K11/V 2,5 — K41 2 K21 0,8 —	K29 20 K35 2 — K28 10 K22 5 — K26 10
Severomoravský	Ostrava Jeseník Olomouc Nový Jičín Val. Meziříčí Frydek-Místek	Hošťálkovice Praděd Radíkov Veselský kopec Radhošť Lysá hora	K1 10 K4 2 — — K6/V 0,1 —	K31 20 K36 20 K33 2 K34 5 — K37 20
Západoslovenský	Bratislava Nové mesto n. V. Nové Mesto n. V. Trenčín Štúrovo Borský Mikuláš	Kamzík Velká Javorina Velká Javorina Nad Oborou Modrý vrch Dubník	K2 10 K12/V 0 K21 10 K10/V 0,6 K9/V 0,1 —	K27 20 K39 20 — K23 5 — K37 5
Středoslovenský	B. Bystrica Žilina Ružomberok Námestovo Lučenec Modrý Kameň	Suchá hora Križava Úložisko Magurka Blatný vrch Španí laz	K7 10 K11/V 5 K9 0,6 K4 0,6 — —	K32 50 K35 20 K27 2 K29 5 K33 5 K21 5
Východoslovenský	Košice Košice-město Poprad Bardejov	Dubník Šibená hora Kráľova Hôla Magura	K6/V 10 — K5 10 K4 1	K25 50 K21 0,2 K30 20 K37 5

2. Šíření elektromagnetického vlnění prostorem

Elektromagnetické vlny se šíří od vysílače několika základními způsoby, obr. 1. Na přímou viditelnost, tedy od vysílače k obzoru, se šíří vlna *přímá* (tzv. rádiový obzor je ve skutečnosti vždy dále než obzor optický). Za obzor se šíří vlna *povrchová*. Tato vlna kopíruje zemský povrch a tudíž překonává různé překážky — hory, budovy, vegetaci. Povrchová vlna je vlastně vlnou přímou, která se vlivem nehomogenity prostoru ohýbá směrem k zemskému povrchu a tím dospěje i daleko za obzor. Ovšem vlivem překážek její intenzity ubývá rychleji, než by odpovídalo vzdálenosti od vysílače. Dalším druhem vlny, která se šíří od vysílače, je vlna *prostorová*. Tato vlna postupuje šikmo vzhůru a podle kmitočtu se odráží od některé z vrstev ionosféry zpět k povrchu, popř. se vůbec neodrazí a šíří se dál do kosmu. Ionosféra je oblast ionizovaných plynů, skládající se z volných iontů a z elektronů. Je tedy částečně vodivá a má jiné elektrické vlastnosti než okolní atmosféra. Volné elektrony vznikají v atmosféře hlavně působením slunečního záření. Na ionizovatelnost atmosféry má vliv i teplota, tlak a také chemické a fyzikální složení. Ionosféra se skládá ze čtyř základních vrstev — D, E, F₁, F₂, přičemž vrstva D je nejbližší k povrchu, obr. 2. Čím je vrstva výše, tím více je ionizována. Každá vrstva je ionizována nejvíce uprostřed. Na rozhraní ionizované vrstvy mění vlna směr šíření, přičemž změna směru je větší při větší vlnové délce a zvětšuje se se stupněm ionizace. Vrstva D je ve výši 60 až 80 km. Odráží velmi dlouhé vlny ($\lambda = 700$ m) a to pouze ve dne, protože po západu Slunce zaniká. Kratší vlny ($\lambda = 80$ m) odráží vrstva E ve výšce 100 až 120 km, která je velmi stálá, její stupeň ionizace se mění nejen během dne, ale i během roku. Naproti tomu vrstva F je značně nesourodá a neklidná a existuje prakticky pouze v zimních měsících, v noci, ve výšce asi 220 km. V letních měsících se vytvářejí dvě vrstvy F — vrstva F₁ ve stejné výšce, která odráží vlny nad 50 m, a vrstva F₂ ve výšce 300 až 400 km odrážející vlny do 10 m. Vlny kratší se za obvyklých podmínek od žádné vrstvy neodrážejí. Stupeň ioniza-

dálkový příjem a v tab. 7 čs. vysílače. Kanály jsou číslovány podle příslušné soustavy.

Obr. 1. Šíření vln z vysílače a oblasti příjmu



ce ve všech vrstvách závisí na sluneční aktivitě a podléhá tedy periodickým změnám hlavně vlivem jedenáctiletého cyklu zvýšené sluneční aktivity. Vliv sluneční činnosti se projevuje i nepřímo vznikem magnetických bouří a polárních září, které pak ovlivňují míru ionizace.

Šíření vln z vysílače pomocí vlny přímé, povrchové a prostorové bylo podáno velmi zjednodušeně. Cesta signálu je mnohem složitější. Všimněme si nejprve situace blízko vysílače. Zde se uplatňuje vlna přímá, která ovšem nedospěje na anténu jen cestou nejkratší, ale i po mnoha odrazech od zemského povrchu. Vlny přímé se setkávají s vlnami odraženými a podle toho v jaké fázi jednotlivé složky jsou, se sčítají nebo odčítají. V důsledku toho vzniká v blízkosti vysílače tzv. oscilační pole — střídání maxim a minim intenzity pole. Maxima a minima se střídají s výškou antény nad povrchem, jsou méně výrazné se zvětšující se vzdáleností od vysílače. V blízkosti vysílače je tedy pole značně nehomogenní.

Za obzor dospějí vlny především vlivem ohybu nad kulovým povrchem Země a lomem ve vrstvené atmosféře. S výškou se zmenšuje hustota ovzduší a rovněž tak index lomu, proto fázová rychlost vlnění roste s výškou. Tím se čela vln naklánějí kupředu a paprsky (směry šíření) se zakřivují směrem k zemi. Tímto způsobem se zvětšuje dosah vysílače za oblast viditelnosti. Někdy je lom paprsků tak silný, že lomený paprsek prudce mění směr a vrací se k Zemi — tzv. zrcadlení. Přes překážky se šíří elektromagnetické vlnění především ohybem. Vlny se ohýbají za překážky o rozměrech několik λ . Směrem k vyšším kmitočtům (menší λ) se vlny ohýbají hůře a stíny jsou stále ostřejší. Překážkami, které vlny překonávají ohybem, jsou nejen horské hřbety a kopce, ale za překážku lze pokládat i zakřivený (kulový) povrch Země. Čím jsou vlny delší, tím hlouběji za horizont pronikají. Podle toho rozlišujeme oblast osvětlenou, v polostínu a ve stínu, obr. 2. Do oblasti stínu pronikají pouze vlny dlouhé a střední. V oblastech polostínu a stínu je příjem také umožněn rozptylem vlnění v troposféře nebo i v ionosféře. Následkem turbulencí atmosféry vznikají v troposféře (2 až 12 km nad povrchem) tzv. „bubliny“ — rozptylová centra. Na bublinách se vlivem odlišnosti indexu lomu vlnění odráží a rozptyluje do všech směrů. Šíření vln rozptylem v troposféře je větší při vyšším kmitočtu (UHF). Rozptylová centra vznikají

i v ionosféře v místech nestejnorodosti vrstvy. Poruchy homogenity vznikají hlavně ve vrstvě E. Ionosférický rozptyl byl pozorován především u kmitočtů 25 až 60 MHz s dosahem až 2000 km. K rozptylu dochází i na drahách meteorů, které po vniku do atmosféry zanechají po dobu několika sekund dlouhou stopu ionizovaného plynu. Meteorů vniká do atmosféry nespočetné množství a tak je možné často (i když nikoli nepřetržitě) pozorovat ionosférický rozptyl i v pásmu FM.

Jak je vidět, do místa příjmu může signál dospět různými způsoby. Velmi často dospěje na anténu jak vlna povrchová, tak i prostorová. Obě vlny dorazí po různé dlouhých trasách a je mezi nimi fázový rozdíl, který se nestálostí ionosféry a dějí v nejnižších vrstvách atmosféry mění. V důsledku toho příjem kolísá podle toho, jak se obě vlny sčítají či odčítají. Obě vlny se mohou i zrušit, vzniká tzv. interferenční únik, který může trvat od zlomku sekundy až po několik minut. Často je únikem postižena pouze část kmitočtového pásma modulované vlny. Projeví se to silným zkreslením zvuku, u televizního přijímače může zmizet zvuk i při dobrém obrazu a obráceně. Tomuto jevu říkáme selektivní únik. Únik jako takový nastává i v místech, kam dospěje pouze jedna vlna.

2.1 Zvláštní způsoby šíření vln

Při abnormálních podmínkách nastávají někdy v atmosféře jevy, které umožňují příjem velmi vzdálených vysílačů. K těmto jevům patří vznik atmosférického vlnovodu popř. teplotní inverze a vznik sporadické vrstvy E, která odráží i ty vyšší kmitočty, které za běžných podmínek pronikají i nejvyššími vrstvami ionosféry. Atmosférický vlnovod vzniká, vytvoří-li se v atmosféře několik ostře ohraničených vrstev o různé teplotě, tedy i různé hustotě. Vlnění pak může postupovat vlnovodem tvořeným buď dvěma vrstvami, které mají značně jinou relativní permisivitu ϵ_r než okolí, nebo vlnovodem vzniklým mezi jednou takovou vrstvou a zemským povrchem. „Pravý“ atmosférický vlnovod, který vede ploché paprsky podobně jako vlnovod mikrovlnný, vzniká nejčastěji nad mořskou hladinou. Vlny se pak mohou šířit na vzdálenost až několika tisíc km. Řidčeji vzniká vlnovod i nad zemským povrchem, který se ochlazuje vyzářováním za jasných nocí, přičemž v určité výšce se teplota vzduchu nemění. Vzniká tzv. teplotní inverze a mezi povrchem Země a rozhraním různé teploty vzdušných mas pak vzniká vlnovod. Častěji však vzniká v atmosféře pouze jedno ostře rozhraní vrstev různými relativními permitivitami, od kterého se pak vlny odrážejí na vzdálenost několika set km. Odrážení na velké vzdálenosti může vzniknout i na občasné (sporadické) vrstvě E, která se utvoří i ve výškách někdy až 1500 až 2400 km. Vznik této vrstvy je čistě náhodný. Vrstva se skládá z velmi ionizovaných oblaků plynů, které způsobují dočasný odraz metrových vln (především do 100 MHz).

2.2 Šíření elektromagnetických vln v pásmu VHF (metrové vlny)

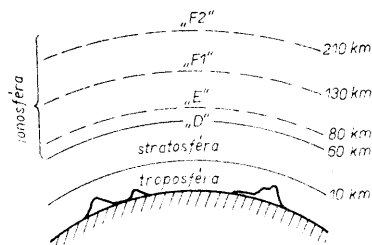
Prostorová vlna se v pásmu VHF za běžných podmínek neuplatňuje. V místě příjmu zpracováváme tedy vlnu povrchovou, jejíž intenzita kolísá vlivem povětrnostních podmínek a dějí v nejnižších vrstvách atmosféry. Tlumení povrchové vlny proměnlivým stavem nízkých vrstev je větší než tlumení prostorem, které je relativně malé a způsobuje to, že i odražené signály se šíří velmi dobře a to hlavně u kmitočtů do 100 MHz. Vlny v pásmu VHF podléhají i ohybu na překážkách a lomu v atmosféře. Oba tyto jevy se zmenšují se zvyšujícím se kmitočtem, tzn., že se se zvyšujícím se kmitočtem stíny za překážkami prohlubují a rozdíly v intenzitě pole jsou větší.

Ve vzdálených oblastech příjem VHF tedy kolísá a velmi závisí na povětrnostních podmínkách. Musíme počítat s úniky, které jsou podmíněny i tím, že na anténu přicházejí kromě hlavního i odražené signály, jejichž fáze se mění. Při vysokém tlaku se příjem zlepšuje. U nižších kmitočtů se příjem lepší i vlivem mlhy, kdy se sice mírně zvětší absorpce prostředím, ale zvětší se odrazivost přírodních překážek a spodních vrstev atmosféry. Dobrý příjem lze očekávat při stabilní atmosféře, která zvětšuje intenzitu pole vlivem šíření v atmosférických vrstvách (především v oblasti vysokého tlaku a na jejích okrajích). Přítomnost tlakové výše zvyšuje hlavně v podzimních a jarních měsících pravděpodobnost vzniku teplotní inverze a atmosférických vlnovodů. Velmi stabilní stav atmosféry sice rapidně zvětšuje intenzitu pole, ale je také doprovázen sice méně častými, ale hlubokými a dlouhými úniky (až 40 dB). Krátkodobé úniky vznikají spíše v případech dobře promísené atmosféry (nízký tlak, studený vzduch).

Rušení příjmu vzdálenými vysílači se zvětšuje se snižujícím se kmitočtem, což je patrné hlavně u příjmu FM-CCIR. Stejně tak se uplatňuje i odraz od letadel. Za mimořádných podmínek vznikají nepravdivé odrazy vln od ionosféry a to v letních měsících od sporadické vrstvy E_s a v zimních měsících od vrstvy F₂, což umožní příjem velmi vzdálených vysílačů.

2.3 Šíření vln v pásmu UHF (decimetrové vlny)

V pásmu dm vln se uplatňuje výhradně vlna povrchová, neboť odraz prostorové vlny od ionosféry je ještě výjimečnější. V pásmu UHF je šíření vln znatelně přímočařejší, protože ohyb přes překážky a lom v atmosféře se uplatňují velmi málo. Tím vznikají velmi hluboké stíny a místa (i velmi blízko u sebe) s velkým rozdílem v příjmu. Dosah vysílače je proto menší. Tlumení prostředím je také větší, více tlumeny jsou proto i odrazy od přírodních překážek a budov a méně se uplatňuje rušení vzdálenými vysílači. Ovšem dnešní síť vysílačů je tak hustá, že se pravděpodobnost rušení zvětšuje. Poehltivost odrazových ploch je sice větší, ale decimetrové vlny se odrážejí i od malých překážek, proto jsou odrazy slabší, ale je jich více, hlavně v blízkosti



Obr. 2. Průřez atmosférou a složení ionosféry

vysílače (oscilační pole sahá až do vzdálenosti 20 km od vysílače).

Na šíření decimetrových vln má vliv i stav nejnižších vrstev atmosféry, protože i signály UHF se lomí a odrážejí na rozhraní vrstev s různou permitivitou. Navíc se uplatňuje šíření vln rozptylem ve spodních vrstvách atmosféry. Rozptylová centra s odlišnou hustotou mohou mít průměr i 10 m. Tedy i v tomto pásmu dospěje signál od místa příjmu různými cestami a výsledkem je nepravidelné rozložení intenzity pole a výskyt úniků. Stabilitu je příjem při klidné atmosféře, kdy se zvětšuje úroveň signálu vlivem šíření vlnění v atmosférických vrstvách. Zvětší-li se při velmi stabilní atmosféře (vysoký tlak a teplotní inverze) prudce intenzita pole, musíme za těchto podmínek počítat s občasnými hlubokými úniky. Hustý déšť a mlha zvyšují absorpci a tudíž způsobí zmenšení úrovně signálu. Ovšem nízký opar, zpravidla doprovázený vysokým tlakem a teplotní inverzí, příjem zlepšuje a hlavně v podzimních měsících způsobuje nepřijemné rušení velmi vzdálenými vysílači. Obecně však vysoký tlak a suchý vzduch příjem mírně zhorší. To se projeví např. při déle trvajícím suchu, kdy se intenzita signálu pomalu zmenšuje a s náhlou změnou počasí (déšť) se rychle zvětší.

Shrnutí

Shrneme-li poznatky o šíření vln, můžeme konstatovat, že příjem, na jaký jsme zvyklí (nebo jaký požadujeme), můžeme očekávat při stabilnějším stavu atmosféry. Při extrémně nízkém či vysokém tlaku, při velké změně vlhkosti nebo např. při střetu teplé a studené fronty se intenzita pole zmenšuje nebo zvětšuje. Tyto podmínky nastávají na jaře v ranních hodinách a na podzim, kdy se často udrží po celý den. Obecně platí, že čím je lepší viditelnost, tím jsou podmínky pro dálkový příjem horší. Extrémně průzračná přízemní vrstva vzduchu většinou znamená intenzivní proudění, čili neklidný stav atmosféry. Kromě hlavního signálu dospěje na antény i několik signálů odražených. Kvalita příjmu je pak závislá od toho, do jaké míry je hlavní signál dominantní — je-li pouze mírně silnější, pak příjem vlivem odrazů velmi kolísá a vyskytují se úniky; je-li podstatně silnější, je naopak příjem stabilnější.

Zajímavý je vliv denní doby a soumraku. U některých vysílačů v pásmu UHF je příjem po západu Slunce lepší a dále se zlepšuje, u některých je příjem naopak lepší v odpoledních hodinách. Příjem vzdálených signálů FM CCIR je zpravidla v poledních hodinách nejhorší a po setmění se zlepšuje. S přibývajícím nocí se příjem zlepšuje a nejlepší je v časných ranních hodinách. Souvisí to se snížením sluneční aktivity (zkldňuje se atmosféra) — to platí hlavně pro signály, které i za normálních okolností trpí úniky. Příjmové podmínky se mění i během roku. Zpravidla nejhorší příjem je v lednu a v únoru, a to jak v pásmu VHF, tak v UHF. Intenzita signálu je v této době nejmenší, u vysílačů, jejichž signály kolísají, se zmenšuje počet úniků. V jarních měsících se úroveň signálu zvětšuje, ale zvětšuje se i její kolísání během dne. V letních měsících jsou signály v pásmu UHF mírně větší a

kolísání signálu je menší ve večerních hodinách.

Intenzita signálů FM trpících úniky v létě značně kolísá a příjem se stabilizuje až v nočních hodinách. S nastávajícím podzimem se příjem v FM v odpoledních a večerních hodinách lepší, úniků ubývá. Na sklonku podzimu jsou četné podmínky pro mimořádný příjem a to i u televize. Začátkem prosince se intenzita prudceji zmenšuje a stav atmosféry se stabilizuje. V daném místě jsou ovšem příjmové podmínky ovlivňovány specifickými rysy krajiny, blízké i vzdálené. Velký vliv mají vodní toky, které způsobují silné odrazy. Některé vodní plochy se uplatňují až po zamrznutí, což může výrazně zlepšit příjem právě v lednu a v únoru.

Závěry

Šíření elektromagnetických vln je děj velmi složitý, který nelze obecně popsat a předpovědi pro dálkový příjem mohou být často zcela odlišné od skutečnosti. Jaký vliv může mít tvar reliéfu krajiny na příjmové podmínky si ukážeme na příkladech dálkového příjmu některých vysílačů v Praze. Při pohledu na mapu Čech vidíme, že téměř celé pohraničí je tvořeno souvislými masivními pohoří, což s ohledem na malou nadmořskou výšku Prahy nevěští nic dobrého. Signálům z NDR stojí v cestě Krušné, Jizerské a Lužické hory. Signály z jihozápadu musí překonat Brdy a situace pro jižní až jihovýchodní signály není rovněž příznivá. Nejlépe vypadá situace pro signály z PLR. Vysílače Sněžné Kotly a Kamienna Góra v Krkonoších, v poměrně velké nadmořské výšce, jsou pro některá místa v Praze dokonce „přímo viditelné“. Příjmové podmínky tomu odpovídají a kromě kolize K30 s vysílačem Ještěd je jediným neduhem příjmu přítomnost silných odrazů, způsobujících svislé pruhy uprostřed obrazovky, duchy posunuté o polovinu obrazu. Jelikož se tyto odrazy šíří ve stejném směru jako přímý signál a jsou pro Prahu a okolí prakticky neodstranitelné, vznikají pravděpodobně v těsné blízkosti vysílačů, nebo na dominantní překážce poblíž spojnice místa příjmu a vysílače. Poněkud horší je situace pro příjem vysílačů NDR. Většina signálů se šíří ohybem přes pohraniční pohoří. Příjmové podmínky jsou velmi odlišné. Všeobecně lepší jsou v západní části Prahy, kde např. na Petřinách lze přijímat téměř 20 rozhlasových stanic stereofonně. Přijímat televizi je možné z vysílačů Drážďany a Löbau. Signály z drážďanského vysílače jsou v západní části Prahy velmi silné a stabilní. Jejich šíření zřejmě ovlivňuje tok Labe. Ovšem v ostatních částech Prahy je příjem na K29 podstatně horší, někdy nemožný a je rušen vysílačem Zelená hora (K29 — PLR). Stejně tak příjem vysílače Löbau je výborný pouze na Petřinách a v některých částech severozápadní Prahy. Jinde většinou signál na K27 „zaniká“ v silném místním signálu (K26) a např. na sídlišti Dědina nezaregistrujeme tento vysílač ani v pásmu FM. Na šíření signálů se příznivě podílí soutok Labe s Vltavou. Signály, které se odrážejí od vodních ploch jsou totiž velmi silné, stabilní a zcela minimálně závislé na počasí. Zajímáme-li se o příjem programů z vysílače Hoher Bogen, vidíme na mapě, že signálům z tohoto vysílače stojí v cestě pohoří Brdy. Západní část Prahy je zastíněna

méně než část jižní a jihovýchodní. Proto se lze domnívat, že např. na Petřinách a Bílé Hoře bude příjem nejlepší. Situace je však zcela opačná a v jižní části Prahy je příjem snazší a stabilnější, někdy je možný i na okenní anténu. V uvedených oblastech je příjem tohoto vysílače velmi příznivě ovlivněn směrem toku Berounky a jejím soutokem s Vltavou. Ohybající se signál přes Brdy je proto veden jakýmsi vlnovodem. Tok Vltavy se příznivě uplatňuje i pro signály z jihu, hlavně z vysílače Jauerling, který lze dobře přijímat i v pásmu UHF např. v okolí Strahova. Rovněž vysílač Wachberg-Weitra, který má velmi malý výkon, dospěje do Prahy díky dobré odrazivosti vodních ploch (Vltava, jihočeské rybníky). Na sídlišti Řepy a Dědina lze tento K58 přijímat mnohdy lépe než K59 a signál, i když je poměrně slabý, patří mezi nejstabilnější. Jak je vidět, dálkový příjem je nevyzpytatelný a některé signály dospějí těžko vysvětlitelným kanálem i do míst, kde by to nikdo nečekal. Příkladem je trvalý a velmi dobrý příjem i na okenní anténu vysílače Amberg na sídlišti Dědina.

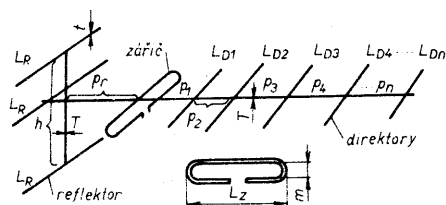
3. Antény

Bez antény se neobejde žádný přijímač. Špatná anténa vždy degraduje parametry špičkového zařízení. Proto jsme-li ochotni dát značnou sumu za kvalitní tuner či televizor, musíme se postarat o to, abychom přednostně našeho zařízení co nejvíce využili. Dobrá anténa je žádoucí jak pro dálkový, tak i pro místní příjem.

3.1 Yagiho anténa

Princip funkce „jaginy“ byl již dostatečně popsán, zde je na místě vyzdvihnout charakteristické vlastnosti této antény, její elektrické parametry a příklad konstrukce, což je nutné pro pochopení problematiky a pro řešení problémů, kde se pracuje s diagramy příjmu anténních soustav. Řada laiků si dnes anténu představuje příliš ideální, např. takovou, která umožní příjem signálů ze všech stran, nebo obráceně takovou, která zachycuje signál pouze z jednoho směru. Yagiho anténa, obr. 3, má své specifické vlastnosti, které charakterizujeme hlavními elektrickými parametry:

1. Směrovost, nebo zisk G , který udává, kolikrát silnější signál anténa dodá v porovnání nejčastěji s půlvlnným dipólem.
 2. Úhel příjmů v obou rovinách. Je to úhel, v jehož ose leží i osa antény a osa hlavního laloku. Vychýlíme-li osu antény na jeden z okrajů úhlu, zmenší se její zisk o 3 dB. Odtud označení pro úhel příjmů θ_3 . Někdy se udává úhel pro pokles 10 dB — θ_{10} .
 3. Činitel zpětného příjmu (záření) — ČZP. Udává, kolikrát slabší signál anténa dodá, je-li k vysílači otočena „zadý“, než při správné orientaci.
 4. Úroveň a charakter postranních laloků. Nejčastěji se udává rozdíl zisku hlavního a prvního postranního laloku. Někdy se udává tzv. činitel postranních laloků — ČPL.
 5. Impedance antény. Nejčastěji je 300 Ω . V jakém poměru je skutečná impedance menší či větší udává ČSV — činitel stojatého vlnění.
- Zisk G , ČZP a ČPL se udávají v dB. Názořnějším vyjádřením směrových vlastností antény je grafické vyjádření

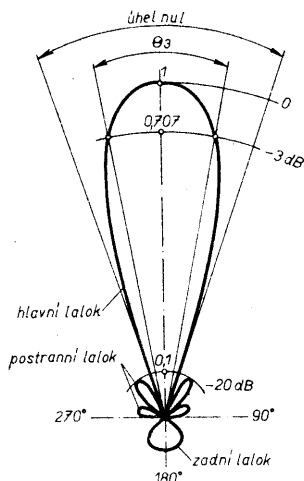


Obr. 3. Yagiho anténa a její rozměry

směrové charakteristiky, nejčastěji v polárních souřadnicích, obr. 4. Uvedený diagram je napěťový a určíme z něj jak velikost úhlu příjmu θ_3 , tak velikost postranních laloků, včetně zadního (ČZP). V některých důležitých aplikacích nás zajímá i umístění minim příjmu. Proto se někdy udává tzv. úhel nul, což je úhel mezi prvními postranními minimy. Úhel nul je zhruba dvojnásobný než úhel θ_3 .

Všechny uvedené elektrické parametry antény Yagi spolu úzce souvisejí a jsou určeny geometrickými rozměry antény (obr. 3). Dlouhá Yagiho anténa se skládá ze soustavy zářičů — reflektor a ze soustavy direktorů. Každá ze soustav má rozhodující vliv na jiné elektrické parametry. Všimněme si nejprve soustavy zářičů — reflektor, a to obou jejich částí samostatně.

Funkce reflektoru spočívá v soustředění elektromagnetické energie (vyzařené dipólem) podél direktorové řady. Reflektor tedy odráží energii zpět a tudíž má rozhodující vliv na to, do jaké míry bude anténa citlivá na příjem signálů zezadu. Délka reflektoru je asi $0,6\lambda$, od zářiče je vzdálen o $p_r = 0,15$ až $0,25\lambda$. Tato vzdálenost není kritická. — Délka reflektoru se volí tak, aby i na dolním kmitočtu pracovního pásma měla anténa ještě dobrý ČZP. Jedním reflektorem, který má povahu laděného prvku, lze dosáhnout velkých ČZP, ale pouze v úzkopásmových aplikacích. Aby se dosáhlo dobrého ČZP v širším pásmu, používá se reflektor několika-prvkový s délkou prvků $0,55$ až $0,6\lambda$; takový reflektor již nemá charakter laděného prvku. U některých antén se používá mnohaprvková reflektorová stěna, tento druh reflektoru je značně širokopásmový. Zvláštním případem je úhlový reflektor, který se používá u širokopásmových Yagiho antén. Přispívá ke zvětšení zisku antény na nejnižších kanálech pracovního pásma. Základem antény je dipól (zářič). Nejčastěji se setkáváme s dipólem půlvlnným, a to skládaným. Je to



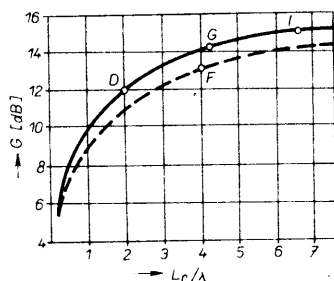
Obr. 4. Směrový diagram antény v polárních souřadnicích

vlastně nejjednodušší anténa se ziskem $G = 0$ dB. Jeho tvar ani rozměry nemají vliv na charakter směrového diagramu, ale jsou určující pro impedanci antény. Ta je velmi důležitá, protože je jakýmsi prostředníkem při předání přijaté energie a jakékoli neprizpůsobení se projeví ztrátami. Na impedanci antény nemá vliv pouze samotný dipól, ale určující jsou i nejbližší pasivní prvky. Čím je anténa úzkopásmovější a kratší (prvky jsou velmi blízké $0,5\lambda$), tím je vliv větší. Z pasivních prvků má největší vliv 1. direktor, tzv. kompenzační direktor. To proto, že impedance navržené antény se často doladuje právě dvojicí zářičů — kompenzační direktor. Tento direktor je od dipólu vzdálen o $p_1 = 0,03$ až $0,1\lambda$ a slouží tedy k doladění impedance zářiče po doplnění direktorovou řadou na celou anténu. Na minimální ČSV se pak anténa doladuje malou korekcí p_1 .

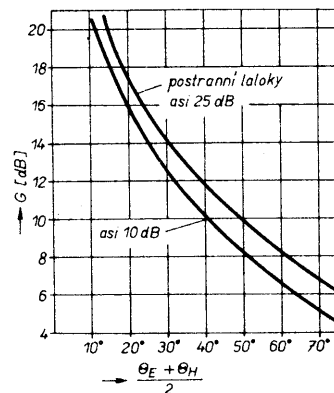
V praxi se setkáváme i s dipólem celovlnným, jehož $G = 1,7$ dB. Tento zářič se používá hlavně u širokopásmových antén na UHF a to v kombinaci s úhlovým reflektorem. Celovlnný dipól na rozdíl od dipólu $\lambda/2$ ovlivňuje směrové vlastnosti antény a to především na spodním okraji pracovního pásma, kde spolu s úhlovým reflektorem zvětší zisk asi o $1,5$ dB. Na horním konci pásma je přírůstek zanedbatelný.

Další, neméně důležitou částí antény, je direktorová řada. Direktory mají rozhodující vliv na směrové vlastnosti antény. Tyto prvky délky $\lambda/2$ vytvářejí prostředí s „umělým“ dielektrikem (vzduchový prostor) a v tomto prostředí vedou povrchové elektromagnetické vlny. Povrchové vlny se šíří direktorovou řadou určitou fázovou rychlostí, která je menší než ve volném prostoru. Velikost fázové rychlosti je úměrná velikosti zisku. Pro anténu o určité délce lze stanovit optimální fázovou rychlost pro maximální zisk. Bude-li tato rychlost jiná, zisk bude menší. Fázová rychlost se zvětšuje se zkracováním direktorů a zvětšováním rozteče mezi nimi. Zmenšuje se se zvyšujícím se kmitočtem a průměrem direktorů. Nemusi být tedy podél celé řady konstantní. Optimální fázové rychlosti povrchové vlny dosáhneme vhodnou kombinací počtu, délek a roztečí direktorů.

Zisk antény se zvětšuje s fázovou rychlostí povrchové vlny. Z toho plyne, že zisk antény se bude zvětšovat s její délkou, obr. 5. Od délky asi 4λ se však zisk zvětšuje velmi pomalu a takto extrémně dlouhé antény jsou neekonomické. V praxi se skutečný zisk pohybuje v oblasti vymezené oběma křivkami. Měřit zisk je náročné a proto se v praxi zisk vypočítává ze směrového diagramu. Prakticky postačuje znát úhel příjmu pro pokles 3 dB v obou



Obr. 5. Maximální zisk Yagiho antény v závislosti na délce (L_c)

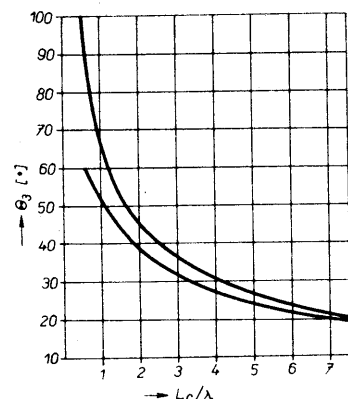


Obr. 6. Určení zisku ze směrového diagramu (uvazuje se průměrná velikost úhlu v obou rovinách)

rovinách nebo úhel nul — pak lze zisk zjistit z obr. 6. Někdy je obtížné i měřit úhly v obou rovinách, pak lze využít grafu na obr. 7.

Na závěr této teoretické části o vlastnostech Yagiho antény shrňme nejdůležitější poznatky takto:

- Směrové vlastnosti antény jsou dány provedením direktorové řady. Zisk antény se zvětšuje s její délkou, nikoli s počtem prvků, a je těsně spjat s velikostí úhlů θ_{3E} , θ_{3H} .
- Abychom využili směrových vlastností, musíme anténu impedance přizpůsobit. Rozhodující vliv na impedanci antény má zářič a v druhé řadě jeho nejbližší okolí, zvláště kompenzační direktor.
- Reflektor odráží elektromagnetickou energii zpět a počet jeho prvků ovlivňuje předozadní poměr (ČZP).



Obr. 7. Vztah mezi úhly příjmu v obou rovinách a délkou Yagiho antény (v oblasti maximálního zisku)

3.2 Jaké typy Yagiho antén budeme používat?

Během mnohaleté praxe jsem vyzkoušel různé antény zkonstruované podle doporučených návodů. Šlo ve smyslu o antény, jejichž rozměry byly udány pro různé skupiny kanálů — ne vždy dávaly antény uspokojivé výsledky. Zisk některých antén byl porovnáván se ziskem antén změřených a publikovaných v AR (pomocí indikace AVC a útlumových článků jsem zisk měřené antény porovnával se známou, referenční anténou). Zisk několika antén jsem odvodil od změřeného úhlu nul. U některých antén byly zjištěné

parametry (byť i méně přesně určené) smutným rozčarováním, mnohdy jsem kontrolou směrového diagramu zjistil, že ta či ona anténa má např. posunuté pracovní pásmo apod.

Zásadní obrat v tomto směru učinil Jindra Macoun, který propracoval a ověřil několik druhů Yagiho antén a výsledky práce publikoval v AR B1/82. Při správném použití dávají antény velmi dobré výsledky. Proto přetiskujeme tabulku vybraných antén Yagi od J. Macouna s jejich elektrickými parametry. Rozměry antén jsou vyjádřeny ve vlnových délkách nejvyššího kmitočtu pracovního pásma. V tab. 8 je celkem 9 druhů antén — A až I, které jsou typově stručně charakterizovány. Např. 12Y2-0,92 = jde o anténu „D“, což je 12prvková anténa Yagi dlouhá 2λ a s šířkou pásma $\Delta f = f_{\min}/f_{\max} = 0,92$. Kromě běžně udávaných elektrických parametrů jsou v tabulce i doporučené rozteče antén v soustavě (S_E — horizontální, S_H — vertikální) a úroveň prvního postranního maxima v obou rovinách (1.p. $L_{E,H}$).

Stručný popis antén z tab. 8

A — Anténa má široké pracovní pásmo, v němž bylo dosaženo velmi dobrého přizpůsobení a velkého ČZP za cenu poněkud menšího zisku. Byla původně navržena pro I. pásmo. Po přepočtu průměrů ji lze realizovat i na UHF.

B — Velmi podobná anténa navržena pro užší pásmo než předchozí (II. pásmo). Má velmi dobré parametry a je osvědčená na pásmech VKV-FM. Lze ji realizovat i na ostatních pásmech bez přepočtu průměrů ($t = 3$ až 2 mm pro UHF).

C — Úzkopásmová anténa navržena podle Chenga. Každý prvek je rozměrově optimalizován; anténa je navržena pro nevodivé ráhno.

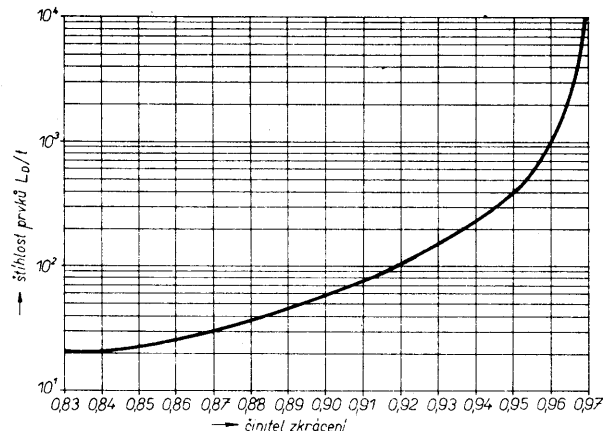
D — Univerzální anténa velmi výhodných vlastností. Postupně se zkracujícími direktory a zvětšujícími se roztečemi se dosáhlo toho, že anténa má dobře potlačené postranní laloky. Je dostatečně širokopásmová a bez patrného zhoršení parametrů vyhovuje i na nižších kmitočtech, než je její pracovní pásmo (až na 0,88). Lze ji použít i pro pásmo FM-CCIR. Je velmi vhodná pro použití v anténních soustavách pro UHF (hlavně IV. pásmo). V pásmu UHF ji lze při délce 1,1 až 0,7 m výhodně uchytit až za reflektorem a upevnit na okenní rám.

E — Anténa téměř shodná s typem „D“, ale poněkud delší. Je výborně přizpůsobená — ČSV = 1,3 pro šířku pásma 0,9. Lze ji realizovat pro III. pásmo. Opět velmi vhodná pro anténní soustavu v pásmu UHF.

F — Je určena pro oblasti kanálů na UHF. Má výborné elektrické parametry včetně velkého ČZP, daného trigonálním reflektorem. Vhodná nejen jako individuální, ale i pro anténní soustavy.

G — Anténa s konstantní roztečí od p_3 , s úzkopásmovým charakterem. Má poněkud větší postranní laloky než anténa F, její zisk je však při dané délce maximální. Tato anténa s délkou $4,14\lambda$ představuje ekonomické maximum realizovatelnosti pro UHF a to i v anténních soustavách. Vyžaduje dobrou homogenitu pole v místě příjmu.

Obr. 8. Zkrácení rezonančních délek prvků v závislosti na jejich štíhlosti



H — Velmi dlouhá anténa s konstantní roztečí direktorů a malou změnou jejich délky, takže ani u této antény nejsou postranní laloky výrazně potlačeny. Jde o anténu úzkopásmovější, proto se její zisk rychle zmenšuje i směrem k nižším kmitočtům. Nároky na homogenitu pole jsou značné. Použití do anténních soustav je nevhodné, neboť se prodlužuje i délka propojovacího vedení a zvětšují tak ztráty.

I — Anténa odvozená od optimalizované úzkopásmové antény pro 435 MHz pod označením F9FT. I po úpravách je anténa velmi úzkopásmová, proto je výroba náročná na přesnost. Při dané délce ($6,6\lambda$) má anténa maximální zisk (15,2 dB), a to i při dobrém potlačení postranních laloků. V V. pásmu při $t = 3$ až 2 mm dostáváme lehkou a účinnou anténu vhodnou pro dálkový příjem v UHF. Ovšem nároky na homogenitu pole jsou opět značné, a proto pro použití v anténních soustavách platí to samé, co u antény „H“.

Rozměry vypočtené z tab. 8 lze vždy realizovat až na případ, kdy neseženete prvky potřebné štíhlosti t . Pak musíme se změnou t přepočítat délku prvků tak, aby měly opět požadovanou kapacitní (popř. indukční) reaktanci. K tomu potřebujeme znát činitel zkrácení, který určíme podle štíhlosti L_0/t z grafu na obr. 8. Nové délky L_D určíme takto:

1. Chceme prvek tlustší (t') než byl původní (t). Pak nová délka prvků:

$$L_D = L_0 \cdot X_1/X_2 \quad (3)$$

kde X_1 je činitel zkrácení pro štíhlost L_0/t , a X_2 činitel zkrácení pro štíhlost L_0/t' . V tomto případě je poměr $X_1/X_2 < 1$, tedy délky se zkracují.

2. Chceme prvek tenčí (t'') než je vypočtený (t). Pak nová délka prvků:

$$L_D = L_0 \cdot X_1/X_2 \quad (4)$$

kde X_1, X_2 mají stejný význam. Zde je poměr $X_1/X_2 > 1$, tedy délky prodlužujeme.

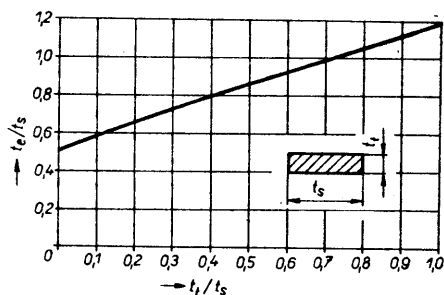
Přepočet je dostatečně přesný kromě oblastí, v níž je štíhlost prvků menší než asi 20, což se v praxi zřídka vyskytne. Elektrické vlastnosti antény jsou kmitočtově závislé, a to tak, že na kmitočtu nižším, než je pracovní pásmo, se mění pozvolna, kdežto na kmitočtu vyšším se mění téměř skokem. Proto např. úzkopásmová anténa vypočtená pro K29 a určená pro příjem K25 až K29 bude mít slušný zisk i na K23, ale na K30 se zisk již bude rychle zmenšovat. Tuto skutečnost si musíme uvědomit i v souvislosti s přepočtem délek prvků při změně t . Použijeme-li prvky štíhlejší a ty neprodloužíme, posune se pracovní pásmo antény směrem nahoru, což způsobí malé zmenšení zisku. Použijeme-li prvky tlustší a nezkrátíme je, posune se pracovní pásmo níže, čímž se na

původním kanálu značně zmenší zisk. Uvedený jev může způsobit i silná námraza, která u velmi tenkého prvku může štíhlost změnit radikálně.

Dosud jsme uvažovali profil prvků kruhový. V praxi však můžeme použít i jiné profily, např. obdélníkovitý. Kovové pásky lze s výhodou použít na UHF, musíme však určit ekvivalentní průměr t_E obdélníkovitého profilu $t_s \times t_l$, obr. 9. Např. pro pásek 5×2 mm je ekvivalentní průměr $t_E = 0,8t_s = 4$ mm.

Praktickou realizaci Yagiho antény, tedy od výběru přes výpočet až po konstrukční provedení, si ukážeme na následujícím příkladu:

Rozhodli jsme se přijímat K29. Průzkumem na střeše jsme zjistili, že signál je (s velmi krátkým svodem) na hranici jakostního příjmu. Navíc jsme zjistili, že zhruba 30° od směru žádaného signálu je neznámý zdroj rušení, který v extrémních případech způsobuje tzv. moiré. Svod (kabel) k televizoru bude dlouhý asi 20 m, což v nejlepším případě způsobí útlum 4 dB. Přihlédneme-li k přirozenému kolísání signálu u dálkového příjmu vlivem počasí, pak bychom u televizoru potřebovali nějakou rezervu (i s ohledem na stárnutí kabelu, popř. na sloučení s jiným signálem). Takovou rezervu nevytvoří ani velká anténní soustava, navíc je-li na střeše obraz kvalitní, bez šumu, pokryjeme ztráty kabelu zesilovačem. V tomto případě si můžeme vybrat jednu ze středně výkonných antén ($G = 12$ až 14 dB) s ohledem na její úhel příjmu (vzhledem k rušení). Chceme-li rušení orientovat do minima příjmu, musíme zvolit anténu s úhlem nul asi 60° , čili s θ_{3E} asi 30° . Tomu vyhovují antény F a G. Zvolíme výrobne jednodušší anténu G s tím, že ji budeme velmi pozorně směřovat, aby se nestalo, že rušení dospěje místo do minima na 1. postranní maximum, které má tato anténa o něco větší. Anténu spočítáme pro horní konec K29 (542 MHz). Určíme nejprve tloušťku prvku: $t = 0,01533$ mm = 5,5 mm. Máme k dispo-



Obr. 9. Ekvivalentní průměr t_E obdélníkovitého profilu

Tab. 8. Rozměrová tabulka typů Yagiho antén

Anténa	A	B	C	D	E	F	G	H	I
Typ	5Y0,4–0,85	5Y0,42–0,9	7Y1,7–0,98	12Y2,0–0,92	14Y2,7–0,9	20Y4–0,91	17Y4,1–0,96	28Y7,3–0,9	21Y6,6–0,96
Rozměry L_R	0,63 (2x)	0,608 (2x)	0,476 (1x)	0,6 (2x)	0,59 (2x)	0,604 (3x)	0,53 (2x)	0,615 (2x)	0,52 (1x)
L_Z p_r	0,19 0,56	0,19 0,54	0,25 0,52	0,226 0,55	0,23 0,57	0,155+0,07 0,552	0,177 0,522	0,18 0,57	0,2 0,51
L_{D1} p_1	0,032 0,472	0,036 0,47	0,05 0,47	0,06 0,47	0,05 0,464	0,05 0,48	0,064 0,461	0,044 0,426	0,084 0,469
L_{D2} p_2	0,19 0,45	0,2 0,44	0,289 0,436	0,094 0,46	0,165 0,456	0,083 0,463	0,254 0,433	0,128 0,41	0,107 0,455
L_{D3} p_3			0,406 0,43	0,132 0,453	0,172 0,448	0,121 0,459	0,304 0,433	0,266 0,408	0,234 0,44
L_{D4} p_4			0,323 0,434	0,170 0,445	0,192 0,441	0,155 0,456	0,304 0,428	0,285 0,408	0,263 0,44
L_{D5} p_5			0,422 0,43	0,208 0,436	0,211 0,433	0,19 0,452	0,304 0,415	0,303 0,403	0,289 0,433
L_{D6} p_6				0,236 0,43	0,23 0,425	0,219 0,449	0,304 0,412	0,303 0,403	0,335 0,433
L_{D7} p_7				0,264 0,426	0,25 0,418	0,242 0,446	0,304 0,408	0,303 0,403	0,39 0,433
L_{D8} p_8				0,292 0,422	0,268 0,41	0,268 0,442	0,304 0,405	0,303 0,403	0,39 0,419
L_{D9} p_9				0,32 0,415	0,287 0,402	0,293 0,439	0,304 0,401	0,303 0,398	0,39 0,419
L_{D10} p_{10}					0,306 0,395	0,31 0,435	0,304 0,401	0,303 0,398	0,39 0,419
L_{D11} p_{11}					0,325 0,387	0,31 0,432	0,304 0,401	0,303 0,398	0,39 0,419
L_{D12} p_{12}						0,31 0,428	0,304 0,401	0,303 0,398	0,39 0,419
L_{D13} p_{13}						0,31 0,425	0,304 0,401	0,303 0,395	0,39 0,411
L_{D14} p_{14}						0,31 0,421	0,304 0,396	0,303 0,395	0,39 0,411
L_{D15} p_{15}						0,31 0,418	–	0,303 0,395	0,39 0,411
L_{D16} p_{16}						0,31 0,414	–	0,303 0,395	0,39 0,404
L_{D17} p_{17} (ant. H)							–	0,303 0,39	0,39 0,404
L_{D18} p_{18}								0,303 0,39	0,39 0,404
L_{D19} p_{19}								0,303 0,39	0,39 0,404
L_{D20} až 25 (ant. H.) p_{20} až 25								0,303 0,39	
h t T m	0,28 0,0034 0,004 0,02	0,27 0,005 0,007 0,03	– 0,0067 – 0,04	0,28 0,005 0,025 0,05	0,3 0,0045 0,015 0,05	0,5 0,01 0,035 0,05	0,27 0,01 0,03 0,05	0,22 0,0155 0,042 0,08	– 0,0058 0,024 0,05
S_E S_H	1,2 0,75	1,2 0,7	1,6 1,5	1,6 1,5	1,7 1,5	2,2 2,0	2,3 2,1	3,0 2,8	2,8 2,6
Elektrické parametry G_i [dB] $\text{ČSV}_{300\Omega}$ ČZP [dB]	5,1 až 6,2 1,3 až 2,5 21 až 14	5,0 až 6,0 <1,4 25 až 17	11,6 <1,6 18	10,5 až 12 <1,6 >20	10,6 až 12,2 <1,3 >23	12,5 až 13,4 <1,3 >24	13,5 až 14,0 <1,6 >20	12,0 až 15,2 <1,5 >20	14 až 15,2 <1,6 >18
Θ_{3E} [°] Θ_{3H} [°] 1.p. I_E [dB] 1.p. I_H [dB]	65 až 62 108 až 92 – –	65 až 62 114 až 106 – –	38 40 18 13	42 až 38 52 až 43 >20 <18	42 až 36 50 až 41 >20 <18	33 až 29 35 až 31 >20 <14	30 až 27 34 až 30 >16 <12	26 až 19,5 30 až 20,5 >10,6 <8,5	26 až 22 28 až 24 >16 <13

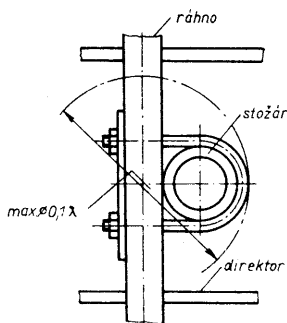
zici duralovou trubku o $\varnothing 6$ mm (může být samozřejmě i kulatina). Víme, že při volbě tlustšího prvku je při jeho nezkrácení chyba větší, proto se raději procvičíme ve výpočtu korekce délek. Určíme délku např. 3. direktoru: $L_{D3} = 240$ mm pro $t = 5,5$ mm a vypočteme štíhlosti L_{D3}/t a L_{D3}/t' . Dostáváme 43 a 40. Těmito štíhlostem odpovídají činitelé zkrácení 0,887 a 0,884. Můžeme dosadit do (3):

$$L'_D = 240 \cdot 0,884 / 0,887 = 239 \text{ mm.}$$

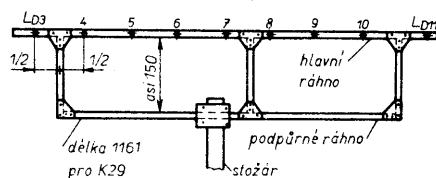
To znamená, že po výpočtu celé antény všechny prvky zkrátíme o 1 mm. Chyba by zde byla malá, ale nám šlo o praktickou ukázkou výpočtu. Použijeme-li prvky o $t = 5$ mm bez přepočtu, pak je chyba téměř zanedbatelná. Vypočtené rozměry v [mm] antény jsou:

$L_R = 292$	$L_{D9 \text{ až } 13} = 221$
$L_Z = 288$	$L_{D14} = 218$
$L_{D1} = 254$	$p_r = 98$
$L_{D2,3} = 239$	$p_1 = 35$
$L_{D4} = 236$	$p_2 = 141$
$L_{D5} = 229$	$p_3 \text{ až } 14 = 168$
$L_{D6} = 227$	$h = 150$
$L_{D7} = 225$	$m = 28$
$L_{D8} = 223$	$T = 17$

Přejdeme k vlastní konstrukci. Vypočtená tloušťka ráhna (T) je nekritická, tzn. že může být 15 až 20 mm. V praxi se nejlépe pracuje s duralovým profilem čtvercovitého průřezu (tzv. jáckl), nejčastěji o straně 10, 15 a 20 mm. Jelikož je anténa delší než 2,2 m, jejímu případnému ohnutí (holubí) nezabrání ani profil 20 mm (je již znatelně těžší), bude-li anténa uchytena v jednom místě. Proto použijeme podpurné ráhno. Pak bohatě stačí, aby obě ráhna byla z profilu 15 mm. Podpurné ráhno bude výhodné i z hlediska uchycení ke stožáru. Jinak by mohl stožár nepříznivě rozlaďovat nejbližší prvky, pokud by nebyla splněna podmínka na obr. 10. Tu lze na UHF při dobře dimenzovaném stožáru těžko dodržet, což vyžaduje např. i použití výložné rameno. Podpurné ráhno bude vzdáleno od hlavního min. $0,25\lambda$, zvolíme např. 150 mm. Jeho délku zvolíme tak, aby volné konce hlavního ráhna nebyly delší než 0,6 m (jinak podle uvážení a tloušťky ráhna), obr. 11. Podpurné ráhno umožňuje i to, že hlavní ráhno nemusí být z jednoho kusu, ale ve vhodném místě ho můžeme rozříznout, což je výhodou při nákupu, máme-li již konstrukci promyšlenou. Profil (15 mm) nastavíme nejlépe tím, že do něj nasuneme kousek trubky o $\varnothing 12$ mm a zajistíme dvěma šroubky. Direktory a reflektor je nejlépe do ráhna vetknout, a to tak, že díry vyvrtáme o něco menší (asi o 0,3 mm)

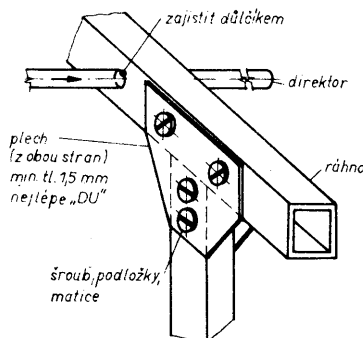


Obr. 10. Maximální průměr stožáru



Obr. 11. Provedení podpurného ráhna pro anténu typu G

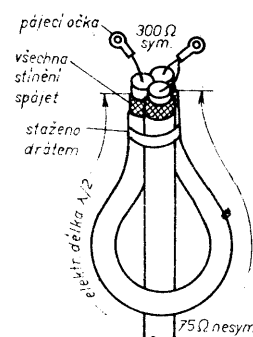
a prvky, které na koncích mírně zkosíme, do nich lehce naklepeme a zajistíme důlčikem, obr. 12. Je-li díra příliš velká, pak musíme prvek uprostřed zploštit a stejným způsobem vetknout. Nejsme-li si zajištěním prvku jisti, můžeme na místo styku po odmaštění nanést trochu lepidla Chemo-



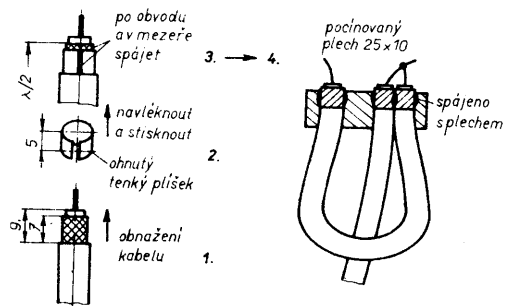
Obr. 12. Vetknutí direktorů (reflektoru) do ráhna a spojení profilů

pren. Ale vždy musíme zaručit dobrý „kovový“ styk prvků s ráhnem. Důležité je provedení zářiče, jeho upevnění a ochrana svorek. Pro začátečníka je lepší, může-li zářič zhotovit zvlášť a poté ho připevnit na ráhno. Zářič usadíme do přesně vypilované drážky v ráhnu, obr. 13, aby se neporušila rovnoběžnost s direktory. Drážka nesmí být příliš hluboká, aby nezmenšovala mechanickou pevnost. Shora přichytíme dipól tvarovaným plíškem se dvěma šrouby M3. Šrouby musí být tak dlouhé, aby se jimi přichytily i ochranná krabice. Nejjednodušší krabici je krabice na mýdlo, do které vyvrtáme i díry pro zářič a pro souosý kabel. Do krabice se vejde kromě symetizačního členu i zesilovač. Svorky dipólu upravíme podle obr. 13. Před připevněním souosého kabelu na elevátor nebo zesilovač jej nejprve přivážeme k podpurnému ráhnu tak, aby v kabelu (v místě pájení) nebylo velké pnutí. Nebude-li v krabici zesilovač, můžeme do ní umístit např. i bezeztrátovou symetizační smyčku, obr. 14, 15. Před „zavíčkovaním“ krabice natřeme svorky dipólu Resistinem ML, stejně tak obnažené části kabelu. Víčko krabice opatříme po okraji lemem z izolační pásky, aby šlo nasunout těsně. Není-li těsnění dostatečné, izolační pásku ještě přetřeme Resistinem. V případě potřeby jde víčko dobře sejmout.

Obr. 13. Připevnění zářiče a ochranné krabice k ráhnu a provedení svorek zářiče



Obr. 14. Provedení symetizační smyčky



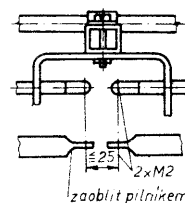
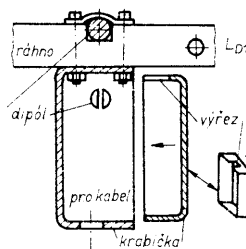
Obr. 15. Symetizační smyčka pro malé vlnové délky a větší rozteč svorek dipólu (komerční antény)

Toto konstrukční řešení není samozřejmě jediné, ale je jednoduché a osvědčené. Vhodným materiálem pro antény jsou slitiny hliníku (dural). Duralové prvky jsou dostatečně pevné a přitom velmi lehké. „Železná“ anténa je nevyhovující (hmotnost, koroze). Nevhodným materiálem je i mosaz, která mrazem křehne, praská a ulamuje se. Po dokončení je vhodné celou anténu natřít Resistinem, včetně držáku. Takto ošetřené šroubové spoje lze i po delší době snadno demontovat.

3.3 Antény odvozené a komerční

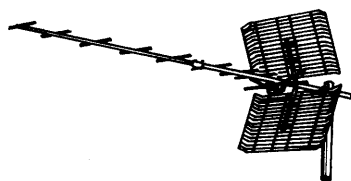
Mezi antény odvozené patří např. antény s vícenásobnou direktorovou řadou. Naším představitelem je KC91-BL („X-COLOR“). Tato anténa již byla vícekrát popsána, upravena a kritizována. Jde o jedinou anténu tohoto typu u nás vyráběnou, proto je o ni velký zájem. Anténa bez úpravy má velmi dobré parametry ve IV. TV pásmu. Její mechanické provedení však neodpovídá ceně 485 Kčs. Výrobce již dva roky slibuje vylepšenou variantu a tak se jí možná čtenáři, než vyjde toto číslo, dočkají.

Další širokopásmovou anténou u nás vyráběnou je anténa TVa („matrače“). Má sice poněkud menší zisk než anténa X-COLOR, ovšem tato souřadová svislá řada celovlnných dipólů s plošným reflektorem má řadu výhod. Oproti anténě X-COLOR je podstatně méně náročná na homogenitu pole. Anténa se těší právem velké oblibě. Je mecha-



Tab. 9. Parametry širokopásmových antén YAGI z NDR

Označení	Prac. pásmo	Zisk [dB]	ČZP [dB] asi	ČSV	$\Theta_{3E} [^\circ]$	$\Theta_{3H} [^\circ]$	M [kg]	l_c [m]	S_E [m]	S_H [m]
SC162 (SCA14B)	K21 až K41	8,5 až 14	26	< 1,6	52 až 32	56 až 34	2,0	1,57	0,90	0,90
SC 164	K21 až K60	7 až 13,5	28	< 1,6	54 až 32	63 až 32	1,9	1,4	0,85	0,85
SC165	K21 až K71	6,5 až 13,5	28	< 1,8	58 až 34	68 až 33	1,6	1,29	0,80	0,75
SC260 (SCA17Aa)	K21 až K25	13 až 16	26	< 2,0	26 až 19	28 až 20	3,6	3,72	1,30	1,30
SC261 (SCA17A)	K21 až K33	10 až 16	28	< 1,8	35 až 19	39 až 19	3,45	3,21	1,20	1,10
SC262 (SCA17B)	K21 až K41	9,5 až 16,5	26	< 1,9	40 až 21	46 až 21	3,3	2,92	1,10	1,05
SC263 (SCA17C)	K21 až K51	9 až 16,5	28	< 2,0	48 až 18	57 až 20	3,2	2,77	1,10	1,05
SC264 (SCA17D)	K21 až K60	8,5 až 16,5	30	< 1,8	52 až 20	62 až 20	3,1	2,42	1,00	0,95
SC265	K21 až K71	8 až 16,3	28	< 2,2	52 až 20	66 až 20	3,0	2,25	0,90	0,90
SC152	K21 až K41	7,5 až 13	24	< 2,0	43 až 33	72 až 35	1,1	1,47	0,85	0,70
SC154	K21 až K60	6,5 až 12,5	26	< 2,0	58 až 33	68 až 35	1,0	1,30	0,80	0,70
SC074	K21 až K60	4,5 až 9,0	20	< 2,0	67 až 44	102 až 68	0,7	0,49	0,88	0,50
SC112	K21 až K41	7,2 až 11,5	26	< 2,2	56 až 38	75 až 44	0,85	0,74	0,88	0,80
SC114	K21 až K60	6,5 až 11,5	28	< 1,7	62 až 37	84 až 46	0,8	0,63	0,88	0,60



Obr. 16. Širokopásmová anténa Yagi, SCA 14D (NDR)

nicky dobře zhotovena a lze ji uchytyt i na okenní rám.

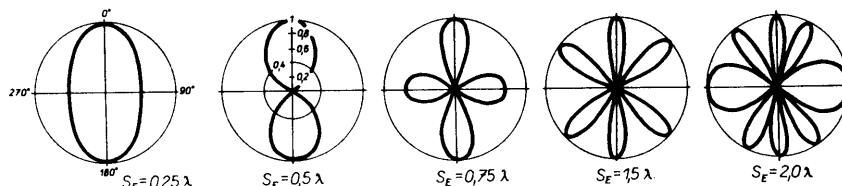
Delší dobu se u nás objevují antény dovážené z NDR (VEB Bad Blankenburg). Jde např. o širokopásmové antény YAGI s celovlnným zářičem a úhlovým reflektorem, obr. 16. Jejich hlavní elektrické a rozměrové parametry jsou shrnuty v tab. 9. Autor měl možnost v praxi vyzkoušet jednu anténu kratší — SCA14B, a jednu delší — SCA17B. Kratší anténa měla více potlačené postranní laloky, delší naopak zvýrazněné a více štěpené. Obě antény mají kmitočtově velmi závislý ČZP, který se v pracovním pásmu mění až o 20 dB (v tabulce jsou průměrné údaje). Antény bohužel nebylo možno změřit a tak berme toto hodnocení jako informativní. Neoddiskutovatelné však je, že antény (hlavně dlouhé) nedosahují uvedených zisků. Proto počítejme s tím, že maximální udané zisky jsou min. o 1 dB menší, spíše až o 1,5 dB, což ostatně plyne i z teorie. Nicméně kolegům v NDR můžeme závidět nejen bohatý sortiment antén, ale hlavně velký výběr příslušenství. U sousedů lze totiž zakoupit nejen různé slučovače, atd., ale i celý stožár do posledního šroubku. Zkuste u nás v ochodě koupit anténní svorku pro uchycení antény ke stožáru! Po vyčerpávajícím shánění konečně slyšíte: „Ano, máme. Ale musíte si k tomu koupit i výložné rameno!“ Amatér to u nás nemá lehké...

4. Anténní soustavy

Anténní soustavy jsou často jediným řešením, jak zlepšit příjem v těžkých podmínkách. Antény sestavujeme do soustav proto, abychom

- zvětšili zisk a tedy i odstup signál — šum,
- potlačili jeden nebo několik rušících signálů či odrazů.

Vyskytnou se i případy, kdy je nutno zvětšit úroveň signálu a současně potlačit rušící signál. Víme, že čím má anténa větší plochu, tím má větší zisk; délku antén nelze však příliš zvětšovat, neboť od určité délky (asi 4λ) se zisk



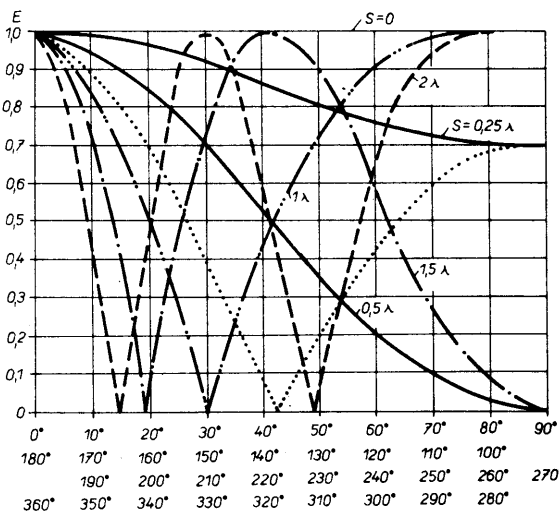
Obr. 17. Směrové diagramy všesměrových zářičů napájených soufázově

zvětšuje nepatrně. Proto chceme-li zvětšit zisk, musíme seskupit dvě nebo několik antén do anténní soustavy a to podle určitých pravidel.

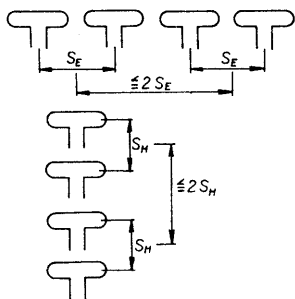
4.1 Vlastnosti anténních soustav

Budeme uvažovat soufázové anténní soustavy, tedy soustavy, v nichž jsou jednotlivé antény napájeny se stejnou amplitudou a fází. Umístíme-li dvě antény vedle sebe do optimální vzdálenosti S_E , pak tato soustava má teoreticky o 3 dB větší zisk (prakticky asi o 2,5 dB), asi poloviční úhel příjmu v horizontální rovině, zvětšená 1. postranní maxima na úroveň G minus 10 dB a nezměněný ČZP oproti jedné anténě. Vertikální diagram zůstává stejný. Pro dvě antény nad sebou ve vzdálenosti S_H platí totéž s tím rozdílem, že tentokrát zůstane neměnný úhel příjmu v horizontální rovině. Jsou-li dvě antény ve vzdálenosti $S_E = 0$ ($S_H = 0$), pak diagram soustavy je totožný s diagramem jedné antény. Vzdalujeme-li antény od sebe, pak se v příslušné rovině zužuje hlavní lalok a zmenšují se postranní maxima; čím je vzdálenost větší, tím se dále zužuje hlavní lalok, zisk se zvětšuje, ale od určité vzdálenosti se začnou štěpit a zvětšovat postranní maxima. V optimál-

ní vzdálenosti dosahuje zisk maxima, úroveň 1. postranních laloků je výraznější (—10 dB) a soustava má zhruba poloviční úhel příjmu. S dále rostoucí vzdáleností se hlavní lalok stále zužuje, ale zisk se již zmenšuje díky rychle narůstajícím postranním lalokům. ČZP zůstává stejný. Směrový diagram anténní soustavy lze vypočítat. K tomu potřebujeme znát diagram antény, ze které je n -členná soustava vytvořena a diagram n -členné řady všesměrových (izotropních) zářičů soufázově napájených. Výsledný diagram soustavy je dán součinem diagramu základní antény s diagramem n -členné řady všesměrových zářičů. Vzdálenost izotropních zářičů uvažujeme takovou, v jaké jsou antény v soustavě. Na obr. 17 jsou diagramy dvojic všesměrových zářičů v různých vzdálenostech. Jelikož jsou diagramy souměrné podle obou os, stačí znát průběhy od 0 do 90° (obr. 18); podrobně viz kap. 7. Zde se budeme dále zabývat soustavami navrhovanými pro maximální zisk. Optimální vzdálenosti antén zjistíme z tab. 8. Obě vzdálenosti můžeme o 10 až 15 % zmenšit, což způsobí zanedbatelné zmenšení zisku a o něco se zmenší postranní laloky. Míry S_E , S_H mohou být i shodné.

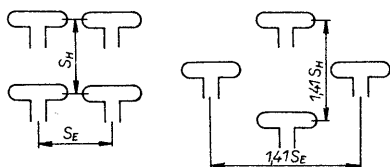


Obr. 18. Směrové diagramy všesměrových zářičů (obr. 17) pro výpočet směrového diagramu anténní soustavy



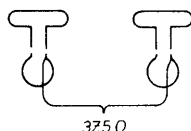
Obr. 19. Uspořádání čtveřic antén vedle sebe a nad sebou

Použijeme-li místo jedné antény čtyři a uspořádáme je vhodně, získáme anténní systém s teoretickým přírůstkem 6 dB, praktickým asi 5 dB. Antény můžeme umístit do řady vedle sebe, nad sebe, do čtverce či obdélníku a do kříže (kosočtverečně uspořádání). Co do přírůstku zisku jsou všechna uspořádání rovnocenná, liší se diagramem příjmu. Řada čtyř antén vedle sebe (nad sebou), obr. 19, má zhruba 4× užší horizontální (vertikální) diagram, který můžeme určit např. jako diagram dvou horizontálních (vertikálních) anténních dvojic uspořádaných vedle sebe (nad sebou). Svislá řada má výhodu v tom, že všechny antény jsou přichyceny na jednom stožáru. Nevýhodou je velká náročnost na homogenitu pole a nebezpečí nesprávného nastavení antén (zde celého stožáru!), protože soustava má velmi úzký vertikální diagram a signál se může vlivem ohybu šířit mírně

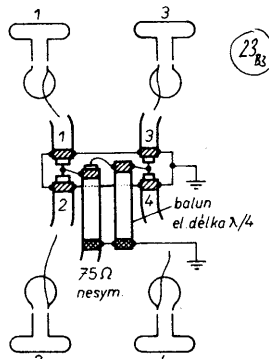


Obr. 20. Uspořádání čtveřic antén do obdélníka a kosočtverce

šikmo. Vodorovnou řadu používáme, chceme-li odstranit rušení, které je úhlově velmi málo vzdáleno od směru žádoucího signálu. Všeobecně lze konstatovat, že u soustav s jedním převládajícím rozměrem se nebezpečí selhání vlivem nedostatečné homogenity pole zvětšuje. O něco lépe jsou na tom soustavy antén uspořádaných do obdélníka nebo čtverce. Soustava má v obou rovinách asi poloviční úhel příjmu a postranní maxima o úrovni -10 dB. Největší výhody má uspořádání antén do kříže, obr. 20, které nemá prakticky vůbec žádné postranní laloky, proto je vhodné v místech, kde je signál rušen odrazy nebo jinými signály. Nastavení vzdálenosti antén je velmi jednoduché, ovšem při propojování antén se velmi často chybí. Na obr. 21 jsou znázorněny způsoby na-

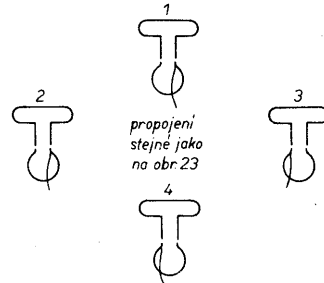


Obr. 22. Paralelní sfázování antén souosým kabelem (a půlvlnnými smyčkami)



Obr. 23. Sérioparalelní napájení čtyřčlenné soustavy souosým kabelem

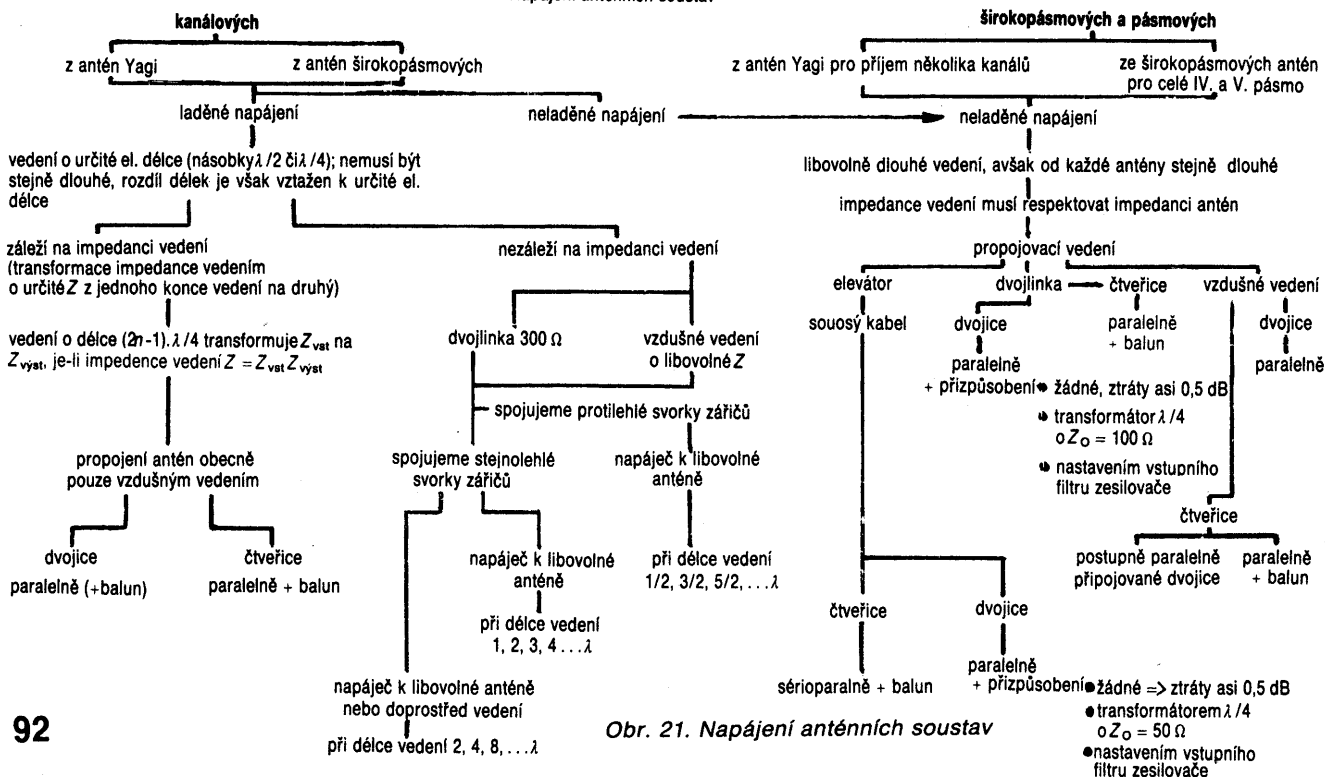
pájení kanálových a širokopásmových soustav. Při paralelním propojení spojujeme vždy stejnoohlé svorky zářičů, což platí jak pro dvojlínku, tak pro souosý kabel s půlvlnnými smyčkami či elevátory, obr. 22. Princip sérioparalelního sfázování soustavy je na obr. 23. Takto propojujeme antény pouze souosým kabelem, a to u kanálových soustav nebo u soustav pro příjem pásma šířky 5 až 7 kanálů, s půlvlnnými smyčkami a u širokopásmových soustav s elevátory na organickém sklu. Kosočtverečné uspořádání lze napájet např. podle obr. 24.



Obr. 24. Sérioparalelní napájení antén uspořádaných do kosočtverce souosým kabelem

Z výše uvedeného vyplývá, že jednotlivé antény v soustavách můžeme napájet buď souosým kabelem, dvojlínkou nebo vzdušným vedením. Teoreticky nejmenší ztráty má vzdušné vedení, největší souosý kabel. Dvojlínka vyhoví v méně náročných aplikacích. Má obvykle „minusovou“ impedanci (asi 260 Ω), její parametry jsou nestálé a mění se vlivem povětrnostních podmínek. Dvojlínka rychle stárne, což je markantní hlavně ve velkoměstech, kde i několik měsíců stará dvojlínka zaprášená popílky má prokazatelně zvětšený útlum, navíc se nesmí dotýkat ani těsně přibližovat vodivým předmětům, což lze velmi těžko dodržet např. u soustavy z antén TVa. Montáž nesmí připustit kmitání ve větru (vnitřní vodiče se snadno přeruší).

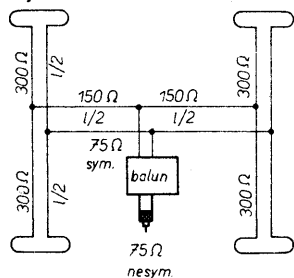
Napájení anténních soustav



Obr. 21. Napájení anténních soustav

Poslední nevýhody nemá souosý kabel, je ohebný „do všech směrů“ a lze ho přivázat např. ke stožáru či síti antény TVA. Má o něco větší útlum než dvojlinka, ale vyniká větší stálostí parametrů, pokud použijeme správný kabel pro venkovní použití (VCCOD 75-5,6). Nevýhodou je potřeba symetrizačních a transformačních členů do každé antény.

Nejpracticnějším napájecím systémem je systém složený ze vzdušného vedení. Konstantní rozteč vodičů je přísný požadavek a vyžaduje větší počet izoláčnických rozpěrek (nejlépe z teflonu). Tento systém má nejmenší ztráty, je však třeba uvést, že podobně jako u dvojlinky může námraza ztráty několikanásobně zvětšit. Vzdušné vedení se používá pro napájení čtveřic, obr. 25: obě dvojice propojíme vedením o $Z_0 = 300 \Omega$ a tyto dvojice spojíme vedením o $Z_0 = 150 \Omega$. Po symetrizaci napájíme soustavu souosým kabelem o $Z_0 = 75 \Omega$. Dále je možné vzdušné vedení použít



Obr. 25. Napájení čtveřice antén vzdušným vedením

pro laděné napájení, které je nejčastěji dlouhé sudý či lichý násobek $\lambda/2$ a může mít libovolnou impedanci, neboť vedení $\lambda/2$ transformuje impedanci z jednoho konce na druhý bez ohledu na vlastní impedanci. Je-li vedení od každé antény dlouhé lichý násobek $\lambda/4$, pak tímto vedením lze transformovat libovolnou vstupní impedanci na libovolnou výstupní impedanci za předpokladu, že impedance propojovacího vedení Z je

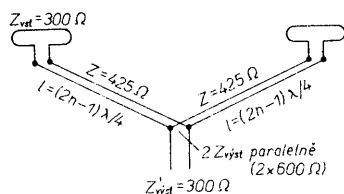
$$Z = \sqrt{Z_{VST} Z_{VYST}}$$

Tato výhodná vlastnost umožňuje spojit dvě antény tak, že můžeme přímo a beze ztrát připojit jako svod např. dvojlunku, obr. 26; antény jsou propojeny vedením o impedanci $Z = \sqrt{300 \cdot 600} = 425 \Omega$, což v bodě spojení ($2 \times 600 \Omega$ paralelně) dá opět 300Ω . Rozměry vedení o požadované impedanci určíme ze vztahu

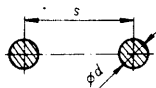
$$Z = 276 \log(2s/d),$$

kde s je rozteč a d průměr vodičů ve vedení, obr. 27. Podobně lze vedením o $Z = 600 \Omega$ paralelně spojit čtveřici antén ($4 \times 1200 \Omega$) na $Z_{VYST} = 300 \Omega$. Nezapomeňme však, že tyto principy lze použít pouze u soustav pro příjem jednoho kanálu, protože vedení je laděné.

Tolik o napájení anténních soustav. Kterému způsobu dáme přednost? Pro svou jednoduchost a dobrou stálost



Obr. 26. Propojení dvou antén vzdušným vedením o $Z = 425 \Omega$

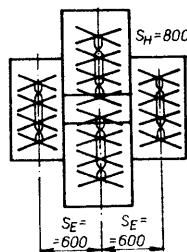


Obr. 27. Ke stanovení charakteristické impedance vedení z jeho rozměrů

parametrů se v praxi osvědčuje napájení antén souosým kabelem, nelanděné napájení, které se použije i u soustav pro příjem jedné stanice. U anténních dvojic dostáváme $1/2$ ze 75Ω , tj. $37,5 \Omega$, což není nejhorší, protože bipolární tranzistory vyžadují pro šumové přizpůsobení na UHF impedanci menší než 75Ω a u kanálového zesilovače lze podle výsledné impedance nastavit odbočku na vstupním rezonátoru.

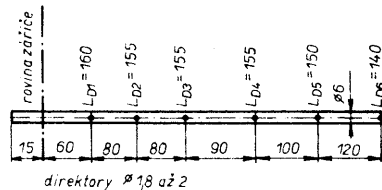
4.2 Anténní soustavy z antén TVA a KC91-BL

S ohledem na vlastnosti a parametry těchto antén lze říci, že anténa TVA je pro seskupování do soustav výhodnější, hlavně v V. TV pásnu. Důmyslná konstrukční úprava ing. Kůrky (přídavné direktorové řady) učinila z této antény velmi vyhledávaný artikl. Antény TVA lze i po mechanické stránce výhodně seskupovat do vícečlenných řad. Antény vedle sebe řadíme tak, aby se vzájemně dotýkaly jejich reflektory. Svisle řadíme antény tak, aby zůstala zachována jednotná vzdálenost celovlnných zářičů (antény se překrývají asi o 200 mm). Obě rozteče jsou s kmitočtem neměnné. Čtyři antény lze seskupit do obdélníka s výše uvedenými roztečemi. Nejvýhodnějším seskupením je kosočtverec, obr. 28, kdy vznikne kompaktní plošný celek s velkým ziskem, který na IV. pásmu nemá žádné a na V.



Obr. 28. Kosočtverecné uspořádání antén TVA

pásmu velmi malé postranní laloky. Přidáme-li k anténám direktorové řady, vznikne jeden z nejvýkonnějších anténních systémů pro V. TV pásno. Pro „matrace“ s direktory platí stejné rozteče v soustavách. Konce direktorových řad je vhodné spojit např. páskem organického skla (tloušťka min. 2 mm)



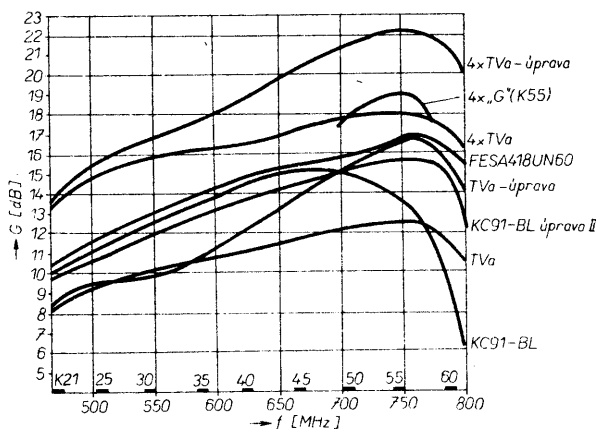
Obr. 29. Rozměry přídavné direktorové řady k anténě TVA (podle ing. Kůrky)

a ten za horní část spojit silonovým vláknem se sítím (kvůli ptactvu). Podrobnější konstrukční návrh na soustavu ze čtyř kosočtverecně uspořádaných antén TVA s přídavnými direktory ing. Kůrky najdeme ve Sdělovací technice 6/85. Zde pro informaci otiskujeme rozměry direktorové řady, obr. 29.

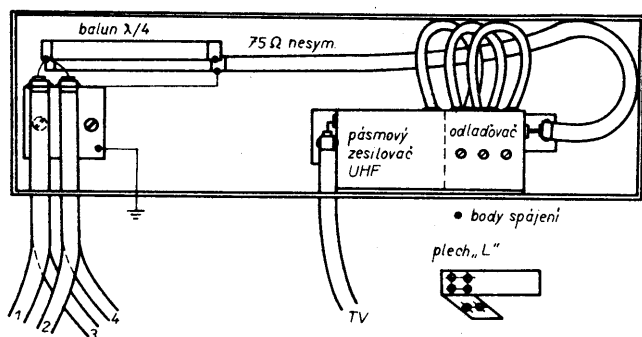
Do všech uvedených konfigurací lze seskupovat i antény X-COLOR. Antény neupravené používáme pouze pro IV. pásmo. Pro konec V. pásma musíme anténu „ostříhat“ podle varianty č. 2 (AR B1/82). Ostříhané antény umístíme do vzdálenosti $S_E = 1 \text{ m}$ ($S_H = 1,1 \text{ m}$) pro celé UHF. Pro neostříhané antény volíme ve IV. pásmu $S_E = 1,1$ až $1,2$ a $S_H = 1,2 \text{ m}$. Čtveřice z těchto antén je mechanicky labilnější, protože soustava je obrovskou větrnou zátěží (prvky mají velkou plochu). Nároky na homogenitu pole jsou u antény KC91-BL větší, což platí zvýšenou měrou i pro soustavy — kolísá-li intenzita pole, „dýchá“ signál zřetelněji a rychleji než u soustavy z TVA. Pořizovací cena je vysoká. Z uvedených důvodů je efektivní a ekonomické používat antény X-COLOR max. ve dvojicích, především neupravené pro příjem horního konce IV. pásma.

Na obr. 30 jsou zisky některých komerčních antén a soustav z nich složených. Z uvedeného vyplývá, že pro příjem kanálu na začátku pásma UHF je nejlépe zhotovit levnou anténní soustavu z antén YAGI.

Na závěr kapitoly si uvedeme praktickou ukázkou sérioparalelního napájení z obr. 23 a 24, tedy pro čtyřčlennou soustavu. Protože provedení symetrizačních smyček $\lambda/2$ je jasné, soustředíme se na spojení čtyř souosých kabelů a symetrizační obvod. Antény očíslováme stejně jako na uvedených obrázcích. Propojovací uzel, balun, ale také zesilovač, popř. odlaďovač se vejdu např. do „univerzální krabice k5“, obr. 31. Do krabice vyvrtáme díry o $\varnothing 12 \text{ mm}$ pro souosé kabely od antén. Dovnitř přišroubojeme plech tvaru písmene „L“ se stejně orientovanými dírami o $\varnothing 8 \text{ mm}$. Konce kabelů obnažíme podle obr. 15, okolo stínění přehneme tenký pocínovaný plech, kte-



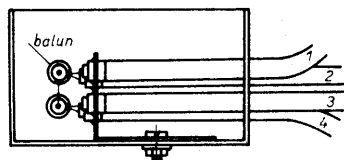
Obr. 30. Zisk továrně vyráběných antén vhodných pro dálkový příjem TV



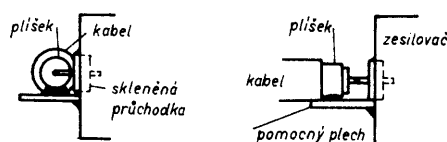
rý po obvodu a v mezeře připájíme ke stínění. Takto upravené kabely zasuneme až do otvorů v plechu, kde je připájíme. Stejným způsobem upravíme i druhé konce kabelů, včetně konců smyček $\lambda/2$. S takto „oplechovanými“ konci kabelu se velmi dobře pracuje. Stejně upravíme i balun $\lambda/4$ (nezapomenout na činitel zkrácení) a krátký kabel k zesilovači. U toho musíme v místě zkratu s balunem odstranit izolaci, opět ovinout plíškem a v mezeře zapájet. Anténní kabely s balunem a výstupním sousoším kabelem spájíme podle obr. 23 a 32. Vzdálenost mezi balunem a výstupním kabelem by kromě obou konců balunu měla být minimálně dva průměry kabelu. Dbáme na to, aby na konci balunu, v místě připájení kabelů od antén, nebylo jeho stínění propojeno se stíněním výstupního kabelu! Od místa zkratu balunu povedeme k plechu s anténními sousošími kabely zemnicí a „stabilizační“ plech, připájíme ho a celek uzemníme zemnicím drátem na nosnou konstrukci. Instalace zesilovače je jasná z obr. 31, 33. Krabice je samozřejmě orientovaná tak, aby všechny kabely přicházejí odspodu.

5. Homogenita elektromagnetického pole

Homogenita prostředí je základním předpokladem pro správnou činnost dobře provedené antény či anténní soustavy, neboť i vyzkoušená anténa nebo perfektně provedená anténní soustava v nedostatečně homogenním poli selže. V nehomogenním poli může mít anténní soustava i menší zisk než jedna anténa a má deformovaný diagram příjmu, obr. 34. Rozložení elektromagnetického pole musíme věnovat pozornost jak u příjmu místního, tak u příjmu dálkového. Příjem místního vysíláče může být ovlivněn umístěním antény do oscilačního pole (viz kap. 2). U krátkých vlnových délek se pak může stát, že delší anténa se ocitne v nehomogenním poli. Ještě závažnější je situace ve velkoměstě, kde je pole místního vysíláče značně nehomogenní

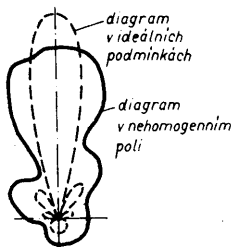


Obr. 32. Pájení kabelů od antén při sérioparalelním napájení



Obr. 33. Připájení kabelu k zesilovači

Obr. 31. Provedení sérioparalelního napájení a jeho umístění v univerzální krabici K5 spolu se zesilovačem



Obr. 34. Deformace směrového diagramu vlivem nehomogenity pole

vlivem mnohsměrného šíření, jehož příčinou jsou odrazy od terénních překážek. Jak víme, odrazy způsobují duchy, proti kterým se můžeme bránit např. zúžením hlavního laloku antény. To ovšem znamená použít i pro nadměrně silný signál dlouhou anténu, což je však v rozporu s nehomogenitou oscilačního pole, protože anténa bude mít diagram s velmi mělkými minimy a neurčitě orientované postranní laloky.

Rovněž u dálkového příjmu má homogenita prostředí velký význam. Elektromagnetické pole vzdáleného vysíláče bývá velice nerovnoměrně rozloženo, protože do místa příjmu dospěje signál různými cestami. Je samozřejmé, že se velmi nepříznivě projeví na rozložení pole hustá panelová zástavba. Nehomogenita pole je vždy větší v zastíněných oblastech. Zpravidla se zvětšující se výškou nad povrchem země (nad střechou) je pole homogennější (což platí hlavně ve městech). Proto by měly být rozměrné anténní soustavy co nejvýše nad střechou. I střecha, především plechová, ovlivňuje rozložení elektromagnetického pole. Tak jako se s počáskem mění kvalita dálkového příjmu, tak se může měnit i rozložení pole v místě příjmu, čímž se změní i charakter nehomogenity. Např. větší vlhkost způsobí větší odrazivost některých nerovností, stejně jako sníh nebo zamrzlá vodní plocha. Kromě těchto krátkodobějších vlivů může charakter nehomogenity měnit periodicky i např. růst listů na stromech, chmelnice, atd. Vliv nehomogenity pole můžeme eliminovat tím, že budeme realizovat anténní soustavy s nepřevládajícím jedním rozměrem. To znamená, že např. dáme přednost soustavě „dvě a dvě“ antény nad sebou před soustavou čtyř antén vedle sebe (pokud ovšem ta není záměrem pro určitý diagram příjmu). Nemá smysl v anténních soustavách používat antény delší než asi 4λ , protože při delší anténě jsou větší i celkové rozměry a zvětší se i délka propojovacího vedení, které má reálné ztráty (hlavně v V. TV pásmu). Obecně vzato nehomogenita bývá větší ve vzdorovném směru (změna místa) než ve svislém (změna výšky). V malé výšce nad střechou ve velkoměstě tomu bývá naopak. Rozložení elektromagnetického pole ovlivňují i nejbližší antény,

zvláště na stejné kmitočty, proto ne-související antény musí být dostatečně vzdáleny.

Pro naši anténní soustavu musíme najít dostatečně homogenní pole, aby přírůstek zisku byl maximální a diagram příjmu nedeformovaný. Velmi přesně zjistíme rozložení pole dipólem zhotoveným pro signál o kmitočtu, který budeme pak zpracovávat. Podle nejpřísnějších hledisek by v uvažovaném prostoru nemělo kolísání úrovně signálu z dipólu překročit 0,5 dB! V praxi se musíme bez měřicích přístrojů spokojit se sledováním změn na přenosném televizoru. Pokud na zkušenném obraze nespátíme žádné změny, je vše v pořádku. Při slabém signálu je lepší se orientovat podle šumu ve zvuku. Méně přesný výsledek dostaneme, budeme-li nehomogenitu prověřovat delší anténou. Při velmi malé intenzitě pole je to však obvykle nutné. Podrobný průzkum rozložení pole je důležitý a nutný a měl by předcházet každé stavbě anténní soustavy i výběru antény, abychom měli jistotu, že naše námaha nebude zbytečná. Zvláště důležité je to při stavbě anténních soustav s požadovaným diagramem příjmu, aby se nestalo, že minimum, se kterým počítáme, bude vlivem nehomogenity příliš mělké. Stav homogenity pole zjistíme i podle symetrie diagramu příjmu antény, zvláště pak anténní soustavy. Otočením stožáru a zeslabováním signálu útlumovými články snadno zjistíme, zda jsou maxima na obou stranách stejně velká a minima stejně hluboká. Při zjišťování nehomogenity mají výhodu zkušení amatéři, kteří mají v přijímači vestavěn indikátor síly pole (S-metr). Stejně poslouží i indikace napětí AVC, která umožní sledovat plynulou změnu signálu při přemísťování antény. Naprostá většina amatérů však bude zjišťovat nehomogenitu příjmem na televizoru. Na obraze topicím se v šumu jen stěží rozeznáme změnu 2 dB. Nehledě na to, že ve dne se detaily na obrazovce ztrácejí ve velkém jasu oblohy. Proto znovu opakují, že je výhodné sledovat změny šumu ve zvukovém doprovodu.

6. Šum — náš největší nepřítel

V této kapitole bude probrána celková šumová bilance soustavy anténa — zesilovač — přijímač a vliv jednotlivých členů této soustavy na výsledný poměr signál—šum. Cílem je odpovědět na otázky o zdrojích šumu a o reálných možnostech anténní techniky, především anténních zesilovačů, jejichž možnosti se většinou přeceňují.

Primárním a rozhodujícím zdrojem signálu s určitým odstupem od šumu je anténa. Na jejích svorkách odebíráme v signál složený z užitečného signálu S_{uz} a z šumu S_s , jejichž vzájemný poměr S_{uz}/S_s určuje, kolikrát je S_{uz} větší než šum, neboli vyjádřeno v dB, jaký je

odstup signál—šum. Tento odstup je po průchodu sebestlepším zesilovačem vždy zhoršen, a to o šumové číslo F_{dB} zesilovače. Je-li signál veden rovnou do přijímače, zhorší se jeho odstup o šumové číslo přijímače. Odstup je dále zhoršován útlumem kabelu. Šumové číslo kvalitního zesilovače je však lepší než F_{dB} přijímače a ze základní teorie víme, že při použití zesilovače se šum přijímače uplatní tolikrát méně, kolikrát zesilovač zesílí (zjednodušeně). Jinými slovy — zařazením dobrého zesilovače s malým F_{dB} a velkým ziskem G hned za anténu zhoršíme odstup signál—šum méně, než když vedeme signál rovnou do přijímače. A v tom spočívá přínos zesilovače. Efekt je tím větší, čím lepší je zesilovač a horší přijímač a čím je vyšší kmitočet a větší útlum kabelu. Chceme-li však poměr signál—šum zlepšit, pak toho lze dosáhnout pouze zvětšením zisku antény. Proto nejsem-li s kvalitou přijetí spokojen, snažím se nejprve zlepšit anténní systém — to zpravidla zlepší příjem více, než zesilovač s drahými zahraničními tranzistory, které F_{dB} zesilovače zlepší většinou méně, než očekáváme, v neposlední řadě i proto, že jejich optimální šumové přizpůsobení vyžaduje pečlivé nastavení často nedostupnými měřicími přístroji. Použití kvalitních zesilovačů je ovšem též oprávněné, neboť kromě kompenzace ztrát v kabelu eliminují i rozdíly v citlivostech přijímačů. Na UHF je šumové číslo přijímačů výjimečně menší než 8 dB, kdežto u zesilovačů není vzácností $F_{dB} = 2$ až 3 dB, proto je i vzhledem k velkému útlumu kabelu použití zesilovačů ekonomické a přinese výsledek. Ovšem v oblasti FM mají tunery v průměru $F_{dB} = 3$ dB a útlum kabelu je značně menší, tedy zlepšení příjmu zesilovačem je poměrně malé. Jak dále uvidíme, u nižších kmitočtů je situace ještě komplikována rychle se zvětšujícím podílem kosmického šumu na celkovém šumu přítomném na svorkách antény. Jak vlastně vzniká šum v anténě? Abychom snadněji pochopili tuto problematiku, zopakujeme a rozšíříme nejprve teorii šumu pro zesilovače.

6.1 Šum zesilovače

Úroveň šumu zesilovače je výhodné udávat ekvivalentní šumovou teplotou T_e přizpůsobené reálné zátěži, poskytující stejný šumový výkon

$$P = kT_e \Delta f \quad (5),$$

kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Js/K je Boltzmannova konstanta a Δf je ekvivalentní šumová šířka pásma (např. u TV je $\Delta f = 5,5$ MHz), přičemž zmíněná

$$T_e = (10^{F_{dB}/10} - 1)T_0 \quad (6),$$

kde $T_0 = 293$ K je vztažná šumová teplota (teplota 20 °C v laboratorních podmínkách). Veličinu F_{dB} nazýváme „šumové číslo“, které ze (6) vyjádříme jako

$$F_{dB} = 10 \log \left(1 + \frac{T_e}{T_0} \right) \quad (7).$$

Jeho velikost udává:

- počet dB, o které se zhorší odstup s-š po průchodu signálu zesilovačem,
- poměr skutečného výstupního šumového výkonu k výkonu, který do zesilovače vstupuje, a který je produktem tepelného šumu konduktance generátoru při vztažné teplotě $T_0 = 293$ K.

Veličina F_{dB} bývá ve starší literatuře označována jako „míra šumu“, ale my zůstaneme u pojmu šumové číslo. Méně často vyjadřujeme šumové číslo výkonově, jako podíl poměru s-š na výstupu a na vstupu, tedy

$$F = (s/\bar{s})_{\text{výst.}} / (s/\bar{s})_{\text{vst.}}$$

U několikastupňového zesilovače určíme celkové šumové číslo ze Friisova vztahu

$$F_c = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2} + \dots \quad (8),$$

kde F_i a A_i jsou šumová čísla a zesílení i ých stupňů, uvažováno výkonově. Ze vztahu plyne, že rozhodující vliv na velikost šumu má první stupeň, který musí mít do nejmenšího šumu a největší zisk, aby přetvářel šum z předchozího stupně (nebo přijímače).

6.2 Šum antény

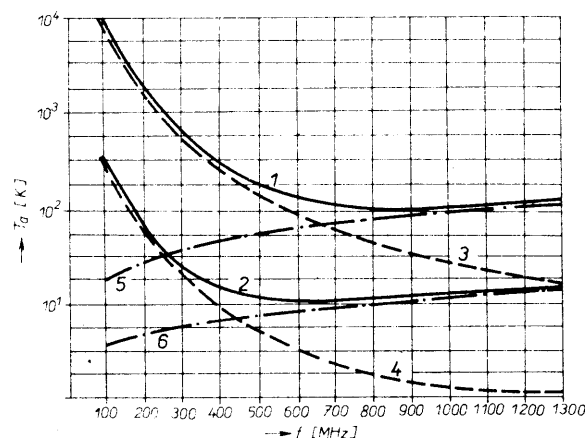
Podobně jako šumové číslo F_{dB} či T_e zesilovače určuje zhoršení odstupů s-š po zesílení, udává ekvivalentní šumová teplota T_e antény, do jaké míry je zhoršen odstup vlivem antény a jejího okolí. Šum odebraný ze svorek antény se skládá z šumu kosmického, z šumu vzniklého tepelnou emisí atmosféry a z tepelného šumu povrchu Země. Vliv kosmického šumu a šumu atmosféry charakterizujeme šumovou teplotou antény T_a , která nesouvisí s teplotou vodivých částí antény. „Zašumění“ signálu tepelným vyzařováním Země vyjadřujeme šumovou teplotou povrchu Země, T_{pz} . Tato teplota naopak souvisí s teplotou vodivých částí antény — je to vlastně teplota okolí T_0 . Tuto teplotu má pak i anténa a její reálný odpor R_a , přetřansformovaný na vstup zesilovače (75 Ω), je zdrojem tepelného šumu, jehož napětovou úroveň určíme z (5) a ze vztahu $P = U^2/R_a$. Šumové napětí

$$U_s = \sqrt{kT_0 R_a} \quad [\mu V; K, \text{MHz}, \Omega] \quad (9).$$

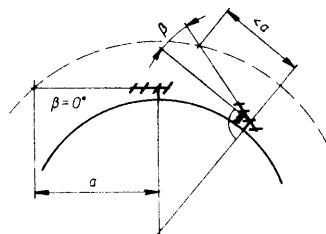
Velikost U_s je úměrná šumové šířce pásma a teplotě okolí, ale vůbec nezávisí na kmitočtu. Vliv Δf je zřejmý z následujících vypočtených U_s pro pásma FM a UHF + VHF

$$U_{sFM} = \sqrt{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 0,2 \cdot 75} = 0,25 \mu V,$$

$$U_{sTV} = \sqrt{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 5,75 \cdot 75} = 1,32 \mu V.$$



Obr. 36. Závislost celkové šumové teploty antény (T_a) na kmitočtu 1 — $T_{a \text{ max}}$ (3+5), 2 — $T_{a \text{ min}}$ (4+6), 3, 4 — max. a min. šumová teplota vlivem kosmického šumu, 5, 6 — max. a min. šumová teplota vlivem tepelné emise atmosféry



Obr. 35. Vliv elevace antény na velikost šumu (vliv tepelné emise atmosféry)

Je-li na svorkách TV antény $S_{0,2} = 26 \mu V$, pak poměr $S_{0,2}/S_s = S_{0,2}/U_{sTV} = 20$, neboli odstup 26 dB. Abychom dosáhli velmi dobrého obrazu s odstupem 40 dB (hranice, kdy přestává být vidět zvuk), potřebujeme $S_{0,2} = 100 \cdot 1,32 = 132 \mu V$.

Napětí U_s budeme však méně či více zvětšena vlivem šumu z vesmíru a atmosféry. Kosmický šum obsahuje kromě šumu Slunce, Měsíce a planet především šum galaktický, který je maximální ve směru středu Galaxie, popř. ve směru některého spirálního ramene (Mléčné dráhy), a minimální ve směru galaktických pólů. Šum atmosféry je tvořen šumem vodních par a molekul kyslíku. Tyto částice absorbují rádiové vlny (tzv. „rezonanční útlum“) s maximem na 22,2 GHz a 60 GHz. Šum vzniklý tepelnou emisí atmosféry klesá se stoupajícím náměrem antény, protože při větší elevaci se uplatňuje tenčí vrstva atmosféry, obr. 35. Šumová teplota T_a vlivem šumu kosmického a šumu atmosféry v závislosti na kmitočtu je vynesena na grafu na obr. 36. Pro nás jsou důležité limitující křivky součtu obou složek — $T_{a \text{ max}}$ a $T_{a \text{ min}}$. Do jaké míry bude signál díky T_a zašuměn, určuje i směrová charakteristika antény, neboť kromě hustoty toku energie ze zdrojů šumu je T_a úměrná i efektivní ploše antény $A = (G\lambda^2)/4\pi$ (G — zisk, λ — vlnová délka). Teplotu $T_{a \text{ max}}$ budeme brát v úvahu v nejnepříznivějších případech. Je dána především velkým kosmickým šumem, proto ji lze uvažovat např. tehdy, je-li anténa nasměrována do míst oblohy, kam se promítá silný zdroj šumu — střed Galaxie nebo husté spirální rameno. Vlivem rotace Země není tento jev trvalý, ale mění se během dne i roku. Nastane např. v letních měsících ve večerních hodinách, kdy anténa natočená na jih směřuje současně do souhvězdí Střelce (střed Galaxie). $T_{a \text{ max}}$ nezahrnuje jeden extrém, nastávající při nasměrování antény poblíž nebo přímo na Slunce (když je nízko nad obzorem). Jev může trvat i několik

hodin, podle velikosti hlavního laloku antény, a čtenáře asi překvapí, že po tuto dobu se odstup signál—šum i v pásmu UHF zhorší až o několik dB! Křivka $T_{a \min}$ platí tehdy, jsou-li všechny okolní vlivy minimální, což v praxi nastane zřídka, a proto budeme počítat s teplotou T_a mezi oběma křivkami. Z praktického hlediska budou okolní vlivy zvyšující T_a antény menší, bude-li mít anténa velkou směrovost a minimální postranní maxima, když bude nasměrována na sever a když její náměr bude větší než 0° .

Šumový výkon přijatý anténou je dán vztahem

$$P_a = k T_a \Delta f.$$

Pak podle (9) určíme šumové napětí U'_s . Přečteme-li z grafu na obr. 36 $T_{a \max}$ a $T_{a \min}$ pro kmitočty VHF, FM a UHF, pak můžeme vypočítat, že se v pásmu UHF zvětší celková úroveň šumu vlivem kosmického šumu a šumu atmosféry pouze o několik desetin μV . V pásmu VHF se úroveň šumu zvětší o několik μV , tedy značně, a v pásmu FM maximálně o $1 \mu V$, což je vzhledem k $U_s = 0,25 \mu V$ (šum R_a) rovněž značné. Z uvedeného plynou důležité poznatky:

— v pásmu UHF má dominantní podíl na celkovém šumu z antény tepelný šum R_a . Napětí $U_s = 1,32 \mu V$ se velmi málo zvětšuje vlivem ostatních šumů. Ovšem pokud není použit dobrý zesilovač, je odstup citelně zhoršen o F_{dB} přijímače;

— v pásmu FM a VHF velmi rychle roste podíl kosmického šumu, tvoří zde hlavní složku celkového šumu. S klesajícím kmitočtem jsou šumová čísla přijímačů stále lepší, jejich podíl na zhoršení odstupů s-š je s klesajícím kmitočtem méně významný.

Odstup s-š se kosmickým šumem zhoršuje mnohem více. A vezmeme-li v úvahu, že na FM není mezi F_{dB} přijímače a zesilovače velký rozdíl, pak zesilovač musí být velmi kvalitní a i přesto přináší jeho použití až na výjimečné případy malý efekt. Proto na nízkých kmitočtech ještě důrazněji platí, že chceme-li příjem zlepšit, učiníme tak zvětšením zisku anténního systému.

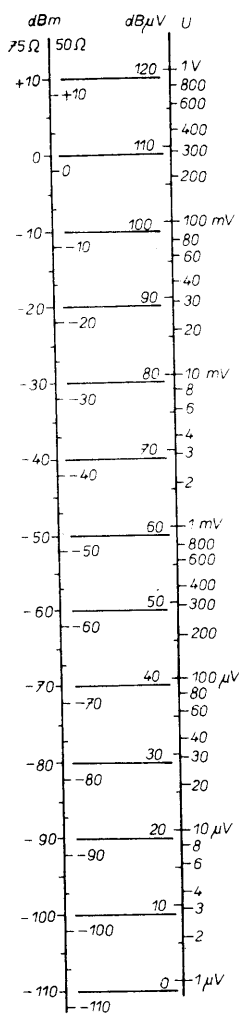
Pro náročnější čtenáře jsou určeny další řádky, ve kterých, na rozdíl od předcházejících, je vliv antény a zesilovače na celkový odstup s-š pojat komplexně, což umožní vyvodit zajímavé závěry.

6.3 Jednotky dBm a dB μV

Nejprve je nutné se seznámit s jinými jednotkami, usnadňujícími některé výpočty. Napětí v μV se často převádí na dB a to jako poměr vůči dohodnuté vztážené jednotce, kterou je $1 mV$. V dB má značku dBm a určuje, kolikrát je výkon signálu větší či menší než $1 mW$. Výkon $P = U^2/R$, $R = 75 \Omega$ pak pro výkon $1 mW$ je třeba napětí $274 mV$, které označíme $0 dBm$. Převod mezi těmito jednotkami určíme buď z obr. 37 nebo početně:

$$U[\mu V] = 273861 \cdot 10^{U[dBm]/20}$$

Údaje v dBm umožňují snadný výpočet úrovně signálu v rozvodu. Např. anténa dává signál $50 \mu V$ ($-76 dBm$), který je $10\times$ zesílen ($20 dB$) a $4\times$ zeslaben



Obr. 37. Převod U na dBm a dB μV

útlumem kabelu ($-12 dB$). Potom výsledná úroveň $U = -76 dBm + 20 dB - 12 dB = -68 dBm$, neboli $125 \mu V$ při $R = 75 \Omega$. Podobně můžeme využít i údaj v dB μV , který udává, kolikrát (v dB) je signál silnější než $1 \mu V$. Např. $10 \mu V = 20 dB \mu V$ (obr. 37).

6.4 Šum soustavy anténa—zesilovač

Závěry plynoucí z definice šumového čísla F_{dB} (7) platí beze zbytku pouze tehdy, vstupuje-li do zesilovače šumový výkon od konduktance generátoru, a to při teplotě $T_o = 293 K$. V praxi však do zesilovače vstupuje signál, jehož odstup od šumu je dán ekvivalentní šumovou teplotou antény T_{ea} , která se může od T_o i radikálně lišit. Podle (5) můžeme šumový výkon zesilovače vztážený ke vstupu vyjádřit vztahem $P_z = k T_o \Delta f F$, který upravíme do tvaru

$$P_z = -114 + 10 \log \Delta f + F_{dB} \quad [dBm; MHz, dB].$$

Lze odvodit, že v případě soustavy anténa—zesilovač je její celkový šumový výkon vztážený ke vstupu

$$P_s = -114 + 10 \log \Delta f + 10 \log \frac{T_{ea} + T_o}{T_o} \quad (10).$$

Dosadíme-li $\Delta f = 5,75 MHz$, $T_a = T_o = 293 K$ a vyloučíme zesilovač ($T_e = 0$), dostaneme tzv. „mezní citlivost antény“ (odstup $0 dB$) při teplotě okolí $20^\circ C$ s výsledkem $P_s = -106,4 dBm$, což odpovídá napětí $1,32 \mu V$ (viz dříve). Po-

dobně pro $\Delta f = 0,2 MHz$ (FM) dostaneme $P_s = -121 dBm$, neboli napětí $0,25 \mu V$. Přidáme-li k této anténě zesilovač s $F_{dB} = 6 dB$ ($T_e = 865 K$) a určíme-li mezní citlivost soustavy anténa—zesilovač, dostaneme $P_s = -100,4 dBm$, popř. $P_s = -115 dBm$ (FM). Zjistíme, že se citlivost zhoršila o $6 dB$ a v tomto případě platí, že signál po průchodu zesilovačem zhoršil svůj odstup od šumu o F_{dB} . Vraťme se však k reálné hodnotě T_{ea} , která může být např. na $100 MHz$ rovna $1000 K$. Uvažujeme soustavu složenou z antény s touto T_{ea} a zesilovače s šumovým číslem $F_{dB} = 6 dB$, které pak zlepšíme na $F_{dB} = 1,5 dB$ ($T_e = 120 K$). Pro oba případy vypočteme P_s a určíme jejich rozdíl. Dostáváme, že $|P_{s2}| - |P_{s1}| = 115,1 dBm - 112,9 dBm = 2,2 dB$. Tedy při zlepšení F_{dB} zesilovače o $4,5 dB$ se celkový odstup s-š vlivem velké T_{ea} zlepšil pouze o $2,2 dB$!!

Dosud jsme pro jednoduchost předpokládali aditivnost šumové teploty antény T_a s šumovou teplotou povrchu Země $T_{pz} = T_o$, tedy že $T_{ea} = T_a + T_o$, což pro kmitočty, které nás zajímají, není velká chyba. Výpočet T_{ea} je obecně velmi složitý a provádí se v integrálním tvaru. Jelikož zdroje šumu nepůsobí pouze spojitě, ale i diskontinuálně (včetně tepelného vyzařování zemského povrchu), podíl jednotlivých složek se přepočítávají pomocí váhových součinitelů. Výpočet je vždy pouze orientační, v praxi se vychází z naměřených údajů.

Vztah (10) je velmi užitečný a s ohledem na změřené teploty T_{ea} lze z něho vyvodit tyto závěry:

Mějme soustavu anténa—zesilovač, u které zlepšíme F_{dB} zesilovače např. o $3 dB$. Potom

— je-li $T_{ea} > T_o$ (např. u FM), zlepší se celkový odstup s-š o méně než $3 dB$,

— je-li $T_{ea} < T_o$, pak může čtenář podle (10) ověřit, že se celkový odstup s-š zlepší o více než $3 dB$,

— je-li $T_{ea} = T_o$ (laboratorní podmínky), zlepší se celkový odstup také o $3 dB$.

V praxi počítejme s tím, že v pásmu FM je velikost T_{ea} řádu $10^3 K$ a v pásmu UHF řádu $10^2 K$. Pouze u kmitočtů řádu jednotek GHz může být T_{ea} řádu $10^1 K$. V takovém případě může zlepšení F_{dB} o $1 dB$ přinést viditelný efekt, což nám potvrdí průkopníci družicové televize. Čtenář si jistě všiml, že i tyto závěry potvrzují skutečnost, že se snižujícím se kmitočtem je přínos zesilovače stále menší, méně se uplatňuje i šum přijímače, a proto neuměrné zlepšování parametrů zařízení, pracujících na nízkých kmitočtech, je méně ekonomické.

7. Dálkový příjem v těžkých podmínkách

7.1 Jak začít s dálkovým příjmem?

Předem je si třeba uvědomit, že dálkový příjem je záležitost časové a bohužel i finančně náročná. Zájemci o dálkový příjem většinou vědí, které vysílače lze v okolí přijímat. Není problém porozhlédnout se po okolí a podle druhu a četnosti antén nasměrovaných do různých směrů určit, které vysílače jsou v okolí nejčastěji přijímány. Máme-li možnost, ověříme si u někoho v okolí, jak jakostní je dálkový příjem.

Vždy si však nejprve ozřejmíme svou zeměpisnou polohu, abychom globálně zhodnotili pravděpodobnost dálkového příjmu. K tomu poslouží např. i podrobná mapa vysílačů, z níž zjistíme polohu vysílačů, které nás zajímají. Pro

další práci je nutné znát i polohu místních (domácích) vysílačů. Zjištěné polohy vysílačů si promítneme do reliéfu krajiny tak, jak ji vidíme z místa, kde bude stožár antény. Z tohoto místa usoudíme na výskyt překážek v šíření signálu (budovy, terénní nerovnosti, atd.). Výsledky našeho rozboru neustále konfrontujeme s tím, co jsme viděli na okolních domech. U žádaných vysílačů si všimneme, na kterých kanálech vysílají (popř. polarizaci), totéž zjistíme pro nejbližší domácí vysílač a ostatní dominantní tuzemské vysílače. Neopomeneme zjistit, nevysílá-li některý silný vysílač na kanálu, na kterém chceme přijímat zahraniční vysílač. Zajímá nás budou i silné signály na vedlejších kanále.

Po takto získaném přehledu víme, na které vysílače se máme přednostně zaměřit a dostáváme se k úkolu stěžejnímu, a to je zjištění intenzity a rozložení elektromagnetického pole v místě, kde chceme postavit stožár. Někdo má tu výhodu, že mu střecha poskytuje několik možností, kam umístit stožár. Pak je na místě „zmapovat“ všechna místa a vybrat to nejlepší. Relativně hůře jsou na tom ti, kteří mají k dispozici omezený prostor a vědí, že anténa musí stát právě na jediném místě. Ke zjištění úrovně kvality signálů použijeme přenosný televizor (nejlépe „Merkur“) a širokopásmovou anténu. Kvalitnímu televizoru dáme přednost před jednoduchým měřicím přístrojem. Jednoduchý měřicí přístroj totiž změní něco, co začátečníkovi nic neřekne a neumožní zjistit přítomnost odrazů (duchy), popř. jiná rušení. Televizní přijímač pomůže začátečníkovi získat základní představu o zpracovatelnosti signálů. Jakou použijeme anténu? Jak jsme již řekli, širokopásmovou, a co nejkratší, ale se středním ziskem (10 až 12 dB). Nejlépe vyhoví antény TVa a Color-Spektrum (v pásmu UHF). Pro příjem ve III. TV pásmu použijeme několikaprvkovou pásmovou anténu Yagi, která obsáhne celé III. pásmo, nebo alespoň jeho horní část. Na nejnižších kmitočtech provozujeme dálkový příjem méně často — ke zkouškám pak používáme jednoduchý dipól. Proč zkoušet příjem raději kratší anténou? Protože s ní snadněji zjistíme skutečné rozložení elektromagnetického pole, jeho nehomogenitu. Zjišťovat budeme tedy nejen úrovně signálů, ale i nehomogenitu pole, tzn. jak se v nejbližším prostoru signál při pohybu anténou mění.

Pro experimentování zvolíme „normální“ počasí pro dálkový příjem (viz kapitola 1). Pro jistotu je vhodné zeptat se jiného amatéra, který již delší dobu provozuje stejného koníčka, zda nejsou právě neobyčejně příznivé podmínky, či naopak. Je velmi výhodné, můžeme-li si u někoho naladit na předvolbách požadované kanály.

Anténu a televizor propojíme co nejkratším souosým kabelem, nejlépe tlustším, opatřeným na konci konektorem. Použijeme-li dvojlínku, pak nejlépe novou, ovládnou. I pouze několik měsíců stará dvojlínka vystavená povětrnostním vlivům má zcela určité zhoršení vlivů vlastností (útlum), především ve městech. Anténu uchytíme na lehkou tyč (i dřevěnou), ke které blízko antény přivážeme i kabel. Začátečníkům činí největší potíže naladit správný kanál na TVP (nemají-li kanály předem nastaveny). Pomůže, naladíme-li přijímač na místní vysílač

(známý kanál), popř. na jiný silný tuzemský vysílač, o kterém víme, na kterém kanálu vysílá. Získáme tím představu, kde asi žádaný signál hledat, či „nad“, „pod“ nebo „mezi“ známými kanály. Anténu natočíme správným směrem, zachytíme-li signál, musíme získat jistotu, že je to ten pravý, nejlépe podle zvukového doprovodu. Zvukového doprovodu si všimáme i při hledání nejlepšího místa s ohledem na velikost signálu, protože u slabých signálů jsou ve dne na střeše změny na televizní obrazovce špatně patrné.

Zachytíme-li v pásmu UHF anténou se ziskem 10 až 12 dB a s krátkým kabelem (do 5 m) bez zesilovače signál, který na obrazovce vytvoří labilní obraz (bez zvuku), na kterém pouze něco tušíme a který vypadává ze synchronizace (nebo naladíme-li náznaky zvuku bez obrazu), můžeme říci, že i s nevykonnější anténou a s nejlepším zesilovačem bude obraz nepoužitelný. Použijeme-li výkonnou čtyřčlennou anténní soustavu s $G = 18$ až 22 dB, bude obraz stále zašuměn. Přičemž zisk 22 dB lze realizovat pouze na konci V. pásma. Vezmeme-li v úvahu, že při dálkovém příjmu signál někdy značně kolísá, že slabý signál je málo odolný proti rušení, bude příjem značně nespolehlivý a závislý na počasí. Jako velmi užitečnou pomůcku lze využít série fotografií na obálce. Z fotografií jsou zřejmé reálné možnosti anténní techniky. Cejchovanými útlumovými články byla za nepřetržitě kontroly velikosti signálu simulována situace, jako bychom na K55 přijímali signál dodaný dipólem nebo až čtveřicí upravených antén TVa. Ve skutečnosti byl zpracováván signál na K52, PLR 1. Útlumové články byly ocejchovány podle zisků antén změřených na K55, proto ona „transformace“ o 3 kanály výše. Podobné fotografie byly pořízeny i na K35 (stejným způsobem), jehož signál byl nejprve zeslaben na úroveň signálu z K52. Výsledky byly shodné a to proto, že šumové číslo vstupního dílu TVP se v pásmu UHF příliš nemění a navíc jemné detaily fotografie a následná reprodukce nezachytí.

Představme si tedy, že na K55 zpracováváme signál: nejprve dipólem ($G = 0$ dB), pak jednou pětiprvkovou anténou typu B (6 dB), dvojitou těchto antén (8,5 dB), anténou TVa bez úpravy (12,5 dB), 2 upravenými anténami X-COLOR (18 dB) a konečně 4 anténami TVa s úpravou (22 dB). Fotografie na obr. 38 zachycují signál i po zesílení

Obr. 38. Vliv antény a zesilovače na jakost přijímaného signálu (viz 2. a 3. strana obálky)

zesilovačem ($2 \times$ MOSFET, $F = 2,8$ dB, a $G = 32$ dB na 750 MHz).

Z obrázků je patrné, jak kvalitní zesilovač (zde záměrně s velkým ziskem) eliminuje vliv šumu přijímače. Po vyloučení vlivu televizoru (AVC) můžeme říci, že změna zisku v dB antén a soustav přímo znamená zlepšení odstupu s-š o stejný počet dB viditelný v pravém sloupci. Z obrázků si lze představit, jaký výsledek má zdvojení antén (2,5 dB) nebo jaký je rozdíl mezi čtveřicí oproti jedné anténě (5,5 dB při pečlivém provedení), či přímo vidíme rozdíl mezi jednou anténou TVa bez úpravy a čtveřicí těchto antén s úpravou. Zároveň můžeme poznamenat, že změnu poměru s/š = 2 dB rozeznáme pouze jako skokovou změnu na obraze s neměnnou scénou (nejlépe monoskop), a to ještě spíše na zvukovém doprovodu. Změna 4 dB je již patrnější a je ji vidět i po delším časovém úseku (např. při výměně útlumového článku). Čím je obraz horší, tím jsou změny patrnější.

7.2 Přijem slabého signálu rušeného silným vysílačem na vedlejších kanále

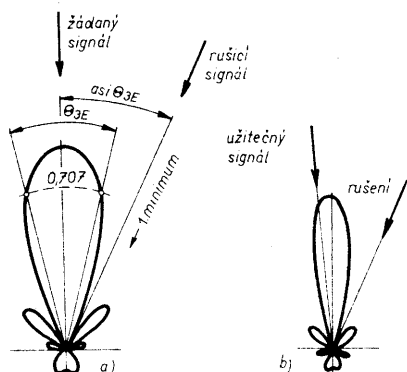
Dnešní síť televizních vysílačů je tak hustá, že v některých místech stěží najdeme ve III. nebo IV. TV pásmu volný kanál. Není proto výjimkou, že se setkáme s případy, kdy je slabý signál rušen silným vysílačem na sousedícím kanále. Vlivem nedostatečné selektivity televizoru a vlivem toho, že se sousedící kanály ve skutečnosti i mírně překrývají, vzniká křížová modulace, silný signál proniká do slabého. Zpravidla, je-li rušící signál na vyšším kanále, projeví se nežádoucí zkreslení nejprve vodorovným tmavším proužkem (vodorovné zatemňovací impulsy rušícího vysílače). Proužek se pohybuje a při zmenšení odstupu žádoucího a rušivého signálu se objeví i širší svislý pruh (svislé zatemňovací impulsy) a nakonec se na pozadí žádaného obrazu pohybuje obraz z rušícího vysílače (obr. 39). Zvukový doprovod je zkreslován, nejčastěji vrčením. Je-li rušící signál na nižším kanále, je obraz nejčastěji rušen zvládnutými či šikmými čarami (moiré). Rušivý signál lze odstranit zvětšením úrovně žádaného signálu nebo lépe zmenšením úrovně signálu nežádoucího vysílače.

Potlačení rušení využitím diagramu antény

Využíváme-li této metody, pak je pro nás rozhodující úhel mezi oběma signály a nutná znalost směrového diagramu antény. Budeme využívat prvního minima příjmu, které většinou známe (úhel 1. minima od osy antény je



Obr. 39. Křížová modulace



Obr. 40. Odstranění rušení využitím diagramu antény

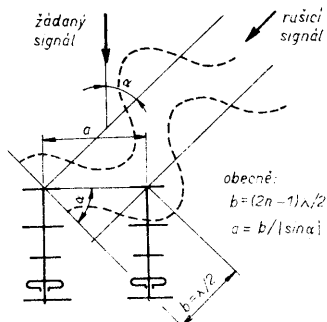
přibližně roven úhlu příjmu pro pokles -3 dB, (obr. 40a), a které je ze všech minim nejostřejší. Členitost ostatních postranních laloků se většinou nedává, neznáme tedy ani ostatní minima a proto vystačíme s jednou anténou pouze tehdy, bude-li rušící signál svírat se signálem užitečným úhel 20 až 50° . Princip pochopíme z obr. 40a, 40b. Rušící signál umístíme do minima i tehdy, je-li potřeba anténu od žádaného vysílače mírně odklonit. Žádaný signál se zmenší např. o 2 dB, ale rušící signál umístění v minimu bude zeslaben o více než 30 dB.

Potlačení rušení anténní soustavou

Je-li rušivý signál velmi málo odkloněn od signálu žádaného ($< 20^\circ$), nebo naopak, je-li úhel velký ($> 90^\circ$) a i tehdy, požadujeme-li větší zisk, použijeme dvě až čtyři antény, v tomto případě řazené vedle sebe. K tomu potřebujeme znát nejen celý diagram antén, z nichž je soustava složena, ale i diagram stejně početné soustavy soufázově napájených všesměrových zářičů. To proto, že výsledný diagram např. dvou antén se rovná součinu diagramu jediné antény s diagramem dvou všesměrových zářičů. Znalost celého diagramu antény činí potíže, ale v praxi naštěstí vystačíme se směrovými diagramy všesměrových zářičů (obr. 18), protože tam, kde má minima soustava těchto zářičů, má minima i konečná soustava. Chceme-li použít soustavu ze čtyř antén vedle sebe, bude lepší případ řešit po částech, tj. dvě dvojice dále řešit jako dvě antény (s diagramem jako dvojice) řazené vedle sebe. Z obr. 17 vidíme, že dvojice všesměrových zářičů má tím více minim, čím dále jsou zářiče od sebe. Minima se objeví až při vzdálenosti $0,5\lambda$ (90° , 270°) a při rozteči 2λ jsou minima symetricky 19° , 49° , 131° , 165° , 195° , 229° , 311° a 345° . Známe-li tedy úhel mezi rušícím a žádaným signálem, určíme z obr. 18 potřebnou rozteč antén a k této rozteči vybereme typ antény, pro niž je určená rozteč vhodná i vzhledem k energetickému přírůstku.

Úlohu můžeme řešit i jednodušeji. Využijeme toho, že setkají-li se dva signály stejného kmitočtu, stejné velikosti, ale opačné fáze, pak se vzájemně ruší. Tento případ nastane, setkají-li se takové signály s fázovým posuvem b rovným lichému násobku půlvlny ($b = (2n-1)\lambda/2$). Umístíme-li dvě antény tak, aby na anténu vzdálenější od

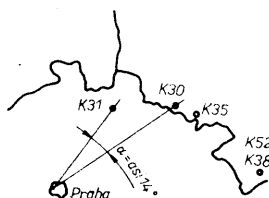
rušícího vysílače dospěl nežádoucí signál o $\lambda/2$ později, odstraníme rušící signál téměř úplně (obr. 41) a žádaný signál se bude samozřejmě sčítat.



Obr. 41. Odstranění rušení využitím diagramu anténní soustavy

Poznátky si názorněji vysvětlíme na následujících příkladech.

V západní části Prahy přijímáme jedinou anténou oba programy PLR (K30, K35), viz obr. 42. Signál na K30 je rušen několikanásobně silnějším signálem na K31. Úhel mezi signály je asi 14° a jelikož anténu s úhlem příjmu 14°



Obr. 42. Situace příjmu na K30 a K35

prakticky nelze realizovat, jsme nuceni použít anténní dvojici. To je výhodné i proto, že signálu většinou není nazbyt. Z kapitoly o anténních soustavách víme, že dvojice antén v optimální vzdálenosti má zhruba poloviční úhel příjmu (tedy i úhel prvních minim). Musíme tedy vybrat anténu, která má úhel příjmu $\theta_{3E} = 28^\circ$ a dostatečnou šířku pásma, aby uspokojivě přijímala K30, K35. Tomu vyhovuje anténa typu F. Tu spočítáme pro K35, optimální horizontální rozteč je pak $2,2\lambda$. Na K30, K31 bude mít anténa a tím i soustava menší zisk, tedy širší diagram ($\theta_{3E} = 32^\circ$) a tedy i o něco menší optimální rozteč (asi $1,9\lambda$). Požadujeme-li, aby soustava měla na K31 úhel nul 28° , musíme optimální rozteč $1,9\lambda$ mírně zvětšit (asi na $2,1\lambda$). Optimální rozteč antén můžeme určit z diagramu na obr. 18. Vidíme, že soustava všesměrových zářičů a tedy i výsledná soustava antén má minimum 14° pro rozteč o něco větší než 2λ . A konečně optimální vzdálenost antén určíme i podle obr. 41:

$$a = b / [\sin \alpha] = 272 / \sin 14^\circ = 1124 \text{ mm} \quad (2,06\lambda).$$

Všemi úvahami jsme dospěli ke stejným výsledkům. V praxi počítáme s malou chybou, proto optimální rozteč nastavíme až při konečné montáži. Tomu musíme podřídít mechanické provedení, které musí umožňovat posuv jedné z antén. Úhel mezi K30 a K35 je velmi malý a proto soustavu naměřujeme na slabší signál (K35). Natočení antény optimalizujeme pomocí útlumového článku, neboť na silně zašuměném obrazu jsou změny více patrné. Polohu pak zajistíme proti pootočení a mírnou změnou diagramu soustavy posouváním jedné z antén dosáhneme obrazu bez rušení nebo co

nejslabšího obrazu rušícího vysílače. V dostatečně homogenním poli je taková soustava velmi účinná a je to jediný spolehlivý prostředek, jak účinně odstranit silný signál na vedlejším kanále. Výsledek nebude vždy stoprocentní. Ideální místo bez odrazů téměř neexistuje, rušící signál proto dospěje na soustavu i jinou než přímou cestou a nebude soustavou účinně potlačen. Tento odraz pak způsobí malé zbytkové rušení. Vliv odrazů zmenšíme použitím soustavy s malými postranními laloky. Navrhujeme-li dvojici antén podle obr. 18 či 41 a vyjde-li rozteč např. $1,95\lambda$, která není optimální pro žádnou z antén v tab. 8 (mezi typy E a F), použijeme vždy anténu s větší doporučenou roztečí (zde typ F).

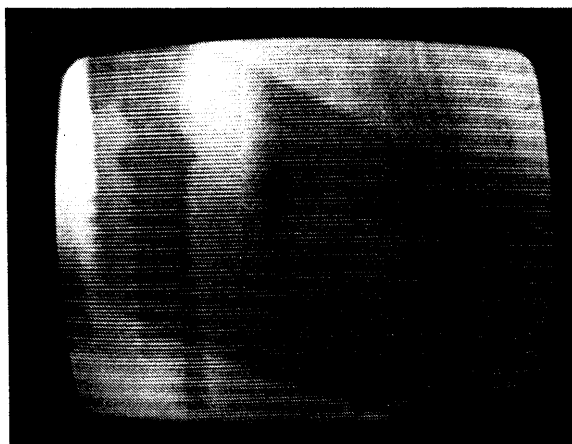
Při aplikaci antény typu E budou zvětšeny postranní laloky, kdežto při použití typu F se postranní laloky naopak zmenší. V uvedeném příkladu lze použít i antény X-COLOR, zvláště „neostřihané“. Pro antény TVA je rozteč $2,1\lambda$ příliš velká, musela by se použít tříčlenná soustava, což není ekonomické. Lze použít i antény typu SCA... (NDR).

Částečné odstranění rušení selektivním zesilovačem nebo zesilovačem a odladovačem

Nelze-li z určitého důvodu soustavu antén použít, nebo nedává-li soustava stoprocentní výsledky, pokusíme se rušící vysílače částečně odladit selektivními obvody. Slůvko částečně je na místě, protože na UHF jakost obvodu nedovolí, abychom dosáhli velké selektivity. V oblastech, kde signály vysílačů na K30 a K35 svírají malý úhel, zpracováváme většinou oba signály jednou anténou a používáme pásmový či širokopásmový zesilovač. Zesílení signálu rušícího vysílače vede nutně k dalšímu zhoršení příjmu. Nežádoucí signál zmenšíme selektivním odladovačem, který zařadíme až za 1. stupeň zesilovače, neboť nedostatečná selektivita odladovače způsobí zeslabení žádaného signálu. Použijeme odladovač s „ostřejší“ útlumovou charakteristikou na nižším kmitočtu (např. obr. 119).

Chceme-li pro kvalitu příjmu na K30 udělat maximum, pak je dobré zpracovávat tento signál zvlášť. Signál z anténní soustavy přivedeme na vstup několikaobvodové pásmové propusti (obr. 65) s velkou jakostí a pak zesílíme kanálovým zesilovačem. Příjem na K35 je nutné řešit samostatnou anténou. Počet antén (v tomto případě 3) můžeme zmenšit na dvě, ovšem za cenu poměrně složitějšího zpracování signálů. Signály z anténní soustavy nejprve zesílíme pásmovým zesilovačem a poté rozbočíme selektivní výhybkou. Oba signály zpracujeme selektivně zvlášť a opět sloučíme. Toto řešení většinou není potřebné, zmínili jsme se o něm proto, že je nutné použít jej při realizaci menšího domovního rozvodu. Oddělené zpracování signálů umožňuje srovnat jejich napětovou úroveň před zesílením výkonovým zesilovačem. Použití zesilovače, pásmové propusti a odladovače jsou popsány v kapitole o anténních zesilovačích.

Stejný problém jako na K30 se v některých částech Prahy vyskytne při zpracování signálu na K27 (DDR F1). Rušení na K27 je ještě intenzivnější, protože na K26 je místní vysílač — to přináší značné komplikace, chceme-li širokopásmovou anténou zpracovat i K39 (DDR F2). Výkonný širokopásmový



zesilovač se neobejde bez odlaďovače, který ovšem zeslabí i signál na K27. Proto použití anténní soustavy podle obr. 41 je pro zeslabení místního vysílače nutné. Tento případ se vyskytuje v Praze v místech, kde není možné přijímat vysílač Drážďany (K29, K10). Používáme-li k odlaďení rušení na vedlejším kanále odlaďovač, je výhodné umístit jej i před televizorem. Není-li na konci svodu rezerva signálu dostatečná, zařadíme před odlaďovač podpůrný jednoduchý zesilovač.

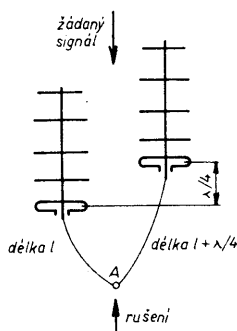
7.3 Příjem slabého signálu rušeného silnějším signálem na stejném kanále

Řešení tohoto problému patří mezi nejzdlouhavější a nejnáročnější práce při dálkovém příjmu. Parazitní signál stejného kmitočtu vylučuje možnost použít odlaďovač nebo pásmovou propust, proto všechna řešení spočívají na využití směrového diagramu anténních soustav a vlastností vln vedení.

„Michajil“ se dva signály „do sebe“, může být výsledný nepříznivý jev různý — nejmírnější je tzv. „párování“ řádků. Objevuje se na obrazovce nejprve nesouvislé (ve formě širšího svislého pruhu od zatemňovacích impulsů), postupně je obraz stále více „proužkovatý“, začne se kroužit a obrazy se mohou vzájemně posouvat (podobný projev jako u křížové modulace). V Praze a okolí se vyskytuje jev trvale na K31 (Ještěd a Krašov), obr. 43, ale nastane také při extrémním počasí např. na K30 (PLR 1 + DDR F2), K35 (PLR 2 + ČST 2), K39 (DDR F2 + ČST 2) nebo na K55 (Hoher Bogen + Büttelberg Würzburg). Interference s rušícím vysílačem se projevují i vodorovnou pohyblivostí se „roletou“ z tmavších čar. Pro oči nejvíce nepřijemné a unavující je „vrkání“ rušícího signálu na pozadí žádaného obrazu, která přeroste ve skákající potrhávaný obraz složený z obou signálů (např. na K28 nebo K37).

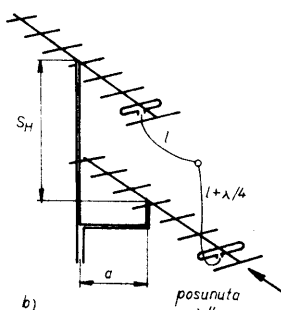
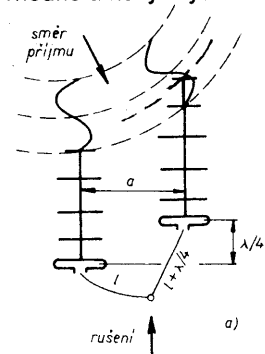
Odstranění rušení anténou nebo anténní soustavou

Využijeme všech metod popsanych v předchozí části, tedy např. podle obr. 40, 41. Než přejdeme ke konkrétním údajům, popíšeme některé zvláštní případy. Je-li rušící signál přímo ve směru žádaného, nelze situaci řešit. Ovšem šíří-li se rušící signál přímo zezadu (180°), lze situaci řešit snadno. Použijeme soustavu dvou libovolných antén, umístíme je do správné vzdálenosti, ale jednu z nich posuneme o $\lambda/4$ k rušícímu vysílači. K této anténě pak připojíme kabel libovolné, ale ne příliš velké délky l . Ke druhé anténě pak připojíme kabel o délce $l + \lambda/4$



Obr. 44. Odstranění rušení šířícího se přímo odzadu (180°)

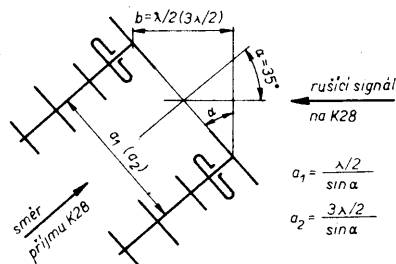
(počítáme s činitelem zkrácení!). Zamyšlíme-li se nad obr. 44, zjistíme, že zepředu se signály sčítají, signály zezadu budou v bodě A posunuty o $\lambda/2$, tedy v protifázi a tím se ruší. Liší-li se úhel obou signálů mírně od 180°, pak uvažíme, zda se smíříme s degradací zisku soustavy (budou-li antény orientovány ve směru rušícího vysílače) nebo při maximálním zisku s nepostačujícím odrúšením (antény nasměrovány na žádaný vysílač). Je zřejmě lepší dát přednost první variantě a pokusit se antény uspořádat podle obr. 45a. Pak je nutné upravit vzdálenost a a k ní vybrat vhodně antény. Vychází-li vzdá-



Obr. 45. Odstranění rušení šířícího se ve směru mírně odlišném od zadního

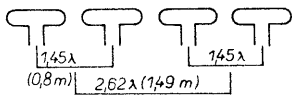
lenost a malá, nevhodná pro výkonné antény, můžeme soustavu uspořádat podle obr. 45b. Antény umístíme nad sebou ve správné vzdálenosti a např. spodní anténu odchýlíme ve vodorovném směru o vypočtenou vzdálenost a a zároveň ji posuneme o $\lambda/4$ k žádanému vysílači. Při pohledu shora se situace jeví jako na obr. 45a.

Přejdeme k praktickým příkladům. V západní části Prahy přijímáme kanál 28. Signál je slabý a je intenzívně rušen vysílačem Rychnov n. K., vysílajícím na stejném kanále. Situace je komplikována tím, že na K26 musíme počítat s místním vysílačem. Navíc je příjem velmi často rušen interferencemi od vysílače Grünten Allgäu, který i přes značnou vzdálenost způsobuje párování řádků. K tomuto poslednímu jevu můžeme říci, že je neodstranitelný, protože uvedený alpský vysílač je pro Prahu a okolí prakticky ve stejném směru příjmu. Situaci na K28 budeme řešit podle obr. 41. Směrové přímky signálů z obou vysílačů svírají úhel 35°. Vypočteme rozteč antén pro fázový rozdíl rušícího signálu o $\lambda/2$ a $3\lambda/2$ (počítáme s λ obrazu). Dostáváme: $a_1 (b=\lambda/2) = 495 \text{ mm} (0,87 \lambda)$, viz obr. 46, $a_2 (b=3\lambda/2) = 1485 \text{ mm} (2,62 \lambda)$.



Obr. 46. Situace příjmu na K28

Z tabulky antén vyčteme, že rozteč $0,87\lambda$ je příliš malá a vyhovovala by spíše tříprvkové anténě, což se nehodí. Rozteč $2,62\lambda$ je vhodná pro nejdélejší typy antén s úhlem příjmu 20° až 24° (délka antén na K28 je asi 4 m). V tomto případě musíme bedlivě zvážit, zda jsme pro tak dlouhé antény schopni zajistit homogenní pole. Nehomogenita by se projevila nejen zmenšením zisku (max. teoretický zisk by měl být 17,5 dB), ale také nesymetrií diagramu soustavy, což v tomto případě rozhodně nechceme. Použijeme-li kratší antény, pak příliš velká rozteč dá vznik nepříznivě velkým postranním lalokům. Jak problém vyřešit? Použijeme kratší antény, které uspořádáme do dvou dvojic tak, aby samostatné dvojice měly diagram příjmu stejný, jaký by měla mít jedna anténa s doporučenou roztečí $2,6\lambda$. Jak již tušíte, obě dvojice umístíme do vzdálenosti $2,62\lambda$ ($1,49 \text{ m}$), viz obr. 47. Jako velmi vhodné se nabízejí antény typu D. Dostáváme soustavu ze čtyř antén, dlouhých 1150 mm, uspořádaných v jedné rovině, se ziskem asi 17 dB a s největším rozměrem 2300 mm (což je např. délka antény X-COLOR). Antény sfázujeme podle zásad v kap. 4. Při montáži nastavíme rozteče antén ve dvojicích napevno, ale konstrukce musí umožňovat posuv jedné z dvojic. Nastavíme vypočtenou rozteč obou dvojic a sou-

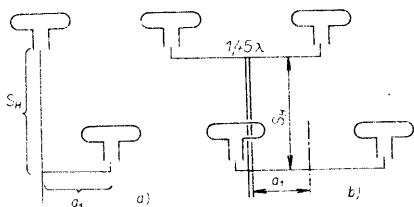


Obr. 47. Čtveřice antén typu D v rovině pro příjem na K28

stavu nasměrujeme na požadovaný signál v době, kdy rušící vysílač nevysílá. Polohu zajistíme a při provozu rušícího vysílače nastavíme obraz s nejmenším rušením posuvem jedné z dvojic. Má-li rušení minimum poblíž vypočtené rozteče, postupovali jsme správně a míra odrušení je závislá na homogenitě pole a na přítomnosti odrazů rušícího vysílače.

Tato soustava má slušný zisk, ale také zvětšené postranní laloky. Pokusíme se najít výhodnější řešení. Použijme dvě antény střední délky a uspořádejme je vertikálně s doporučenou roztečí, ale jednu z antén posuňme vodorovně o a_1 (podobně jako na obr. 45).

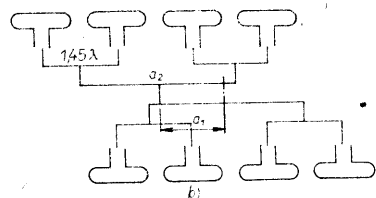
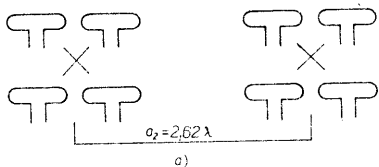
Takto můžeme uspořádat i předchozí dvě dvojice, viz obr. 48a, b. Tato uspořádání nemají jeden příliš převládající rozměr a velikost postranních



Obr. 48. Soustavy antén pro odrušení příjmu na K28

laloků je menší. Je důležité upozornit, že sestavíme-li antény nad sebou, pak musíme přesně nastavit i elevaci, tj. zaručit, aby rovina, ve které jsou např. všechny zářiče, byla kolmá na směr šíření rušícího vysílače (jinak fázový posuv rušivého signálu nebude odpovídat vzdálenosti a_1). Vyžadujeme-li velký zisk soustavy, použijeme místo dvou dvojic vedle sebe dvě čtveřice podle obr. 49a, b. Soustava má pak zisk 19 až 19,5 dB. Osm antén můžeme uspořádat i tak, že dvě horizontální čtveřice rozmístíme nad sebou, ale s vodorovným posuvem a_1 (1/2).

Nakonec se zmíníme o jednom zajímavém řešení, založeném na stejném principu. Toto řešení je výsledkem dlouhodobého experimentování v těžkých podmínkách. V daném místě



Obr. 49. Soustavy antén s velkým ziskem pro K28

byla homogenita pole postačující i pro rozměrné soustavy, což přišlo vhod, protože signál na K28 byl neočekávaně slabý. Rušící signál se odrážel od vysoké vzdálené překážky, nacházející se poblíž směru šíření požadovaného signálu a dospěl tedy na soustavu nejen odzadu, ale i zředu. Tyto podmínky vyžadovaly návrh soustavy s velkým ziskem a s co nejmenšími postranními maximy. Návrh využívá vynikajících vlastností kosočtverečního uspořádání antén (minimální postranní laloky). Byly realizovány dvě kosočtvereční čtveřice složené z antén D, uspořádané vertikálně, ale i s vodorovným posuvem a_1 , viz obr. 50a, b. Vzdálenosti antén ve směru 1 — 2 a dvojic 1,2 — 3,4 jsou velmi blízké nebo rovné a_1 , čili rušivý signál je zeslabován velmi účinně již v jednotlivých čtveřicích. Vzdálenosti antén ve čtveřicích jsou o něco menší než optimální, což při nepatrném zmenšení zisku způsobilo, že čtveřice nemá prakticky žádné postranní laloky. Anténa typu D má sama o sobě malá postranní maxima, navíc je krátká ($L_c = 1200$ mm na K28) a lze ji uchytit za reflektorem. Předpokládáný zisk soustavy je 19 dB. Čtveřice jsou fázovány sérioparalelně a pak spojeny paralelně (vše souosým kabelem), čili výsledná impedance je $37,5 \Omega$. Této impedanci je přizpůsobena odbočka na vstupním rezonátoru zesilovače s tranzistorem MESFE. Soustava slouží pro příjem jediného programu, čili použitý zesilovač je kanálový (i vzhledem k silnému signálu na K26). Největším problémem u soustavy je její mechanické provedení, které musí umožnit nastavení elevace obou čtveřic najednou. Obě čtveřice byly uchyceny na tyči, která byla ke stožáru přichycena kloubem, umožňujícím nastavit elevaci. Soustava je umístěna ve velké výšce, kde není možné elevaci nastavit. Proto není kloub úplně dotažen a elevace se „na dálku“ seřizuje dvěma tenkými ocelovými lany, připevněnými na konce tyče nesoucí obě čtveřice. Může se stát, že vlivem ohybu bude rušivý signál na soustavu dopadat mírně shora — abychom zaručili podmínku stejné vzdálenosti antén 1 + 4 od rušícího vysílače, bude celá soustava směřována mírně dolů. Malé zmenšení zisku v tomto případě je zcela určitě více přijatelné, než nedokonalé odrušení. U soustavy musíme dodržet rovnoběžnost všech antén. U popisované soustavy jsou antény uchyceny za reflektorem a jejich konce jsou spojeny pásky z organického skla (tloušťka 6 mm, šířka asi 20 mm). Celé čtveřice jsou na konci horních antén přivázány silonem ke stožáru. Silonovými vlákny nešetříme, natáhneme je i tam, kde to není potřeba, protože je to velmi účinná ochrana proti poškození antén hejny ptáků.

Při nasměrování soustavy postupujeme takto: Všechny rozteče nastavíme podle vypočtených a doporučených

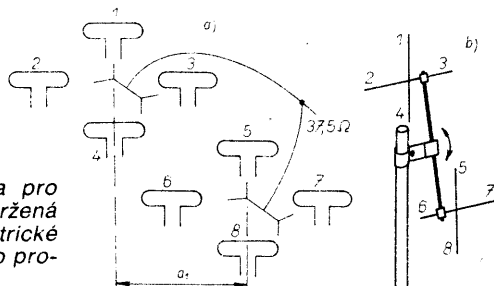
údajů. V době, kdy nevysílá rušící vysílač, nasměrujeme pečlivě antény na žádaný signál, a to pomocí útlumových článků. Při provozu rušícího vysílače nastavíme rozteč obou čtveřic na nejmenší rušení. Poté vyzkoušíme změnu elevace. Několikrát změníme rozteč čtveřic a opravíme elevaci. To vše můžeme dělat ve výšce, do které se dostaneme (ale pamatujte na homogenitu pole!). Bude-li pak soustava umístěna ve větší výšce, postačí lanky elevaci opravit.

Odstranění rušení pomocnou anténou pro rušící signál

Metoda opět využívá skutečnosti, že stejné signály v opačné fázi se ruší. Mějme signál, který je znečištěn nežádoucím signálem o stejném kmitočtu. Zkonstruujeme pomocnou anténu, kterou nasměrujeme na rušící vysílač a sloučíme ji s anténní soustavou, jejíž signál je zpracováván zesilovačem. Nyní musíme signál z pomocné antény upravit tak, aby v místě sloučení měl stejnou velikost a opačnou fázi, než rušící signál. Fázový posuv upravíme posouváním pomocné antény ve směru na rušící vysílač a rušící signál upravíme na potřebnou velikost útlumovým článkem s proměnným útlumem. Tuto metodu použijeme tehdy, bude-li zaručeno, že pomocná anténa bude zcela minimálně zachycovat i užitečný signál; tedy převážně tehdy, přichází-li rušící signál zezadu. Pomocnou anténu můžeme použít i jako doplněk k anténní soustavě, která sice ruší parazitní signál, ale vlivem odrazu rušivého signálu není její účinnost optimální. Odražený signál pak odstraníme pomocnou anténou. Pomocná anténa by měla mít velmi dobrý ČZP a co nejvyšší hlavní lalok. V praxi byla odzkoušena anténa D, doplněná třetím reflektorem (pro lepší ČZP).

Shrňme-li výše popsané poznatky o metodách odrušení pomocí diagramu soustav, poznamenejme, že uspořádání antén podle obr. 44, 45a, 45b (antény posunuté o $\lambda/4$) lze použít vzhledem k laděnému napájení pouze tehdy, má-li rušící signál stejný kmitočet jako signál užitečný. Jinak bude totiž užitečný signál v bodě A s nestejnou fází. Ostatní metody lze aplikovat v případech, kdy je rušící vysílač na stejném, vedlejší, či blízkém kanále. Musíme si však uvědomit a při výpočtech roztečí počítat s tím, že na různých kmitočtech má anténa (a tedy i soustava) různý diagram. Za rušení na stejném kanále můžeme pokládat i přítomnost duchů, které můžeme popsanými principy odstranit. Stejným způsobem můžeme záměrně tvarovat i vertikální diagram, např. přichází-li rušení z ulice, atd.

Jako poznámku uvedme jedno náhradní řešení pro odstranění rušení. Princip se používal u starších televizorů se symetrickým vstupem ke zmenšení



Obr. 50. Velmi účelná soustava pro nerušený příjem na K28, navržená podle podmínek příjmu; a) elektrické schéma, b) princip mechanického provedení k nastavení elevace

ztrát vlivem nepřizpůsobení napáječe k přijímači: Umístíme-li vhodně na symetrickém napáječi (ploché dvojlinky) kovovou manžetu (stačí alobal okolo dvojlinky, šířka asi 25 mm), vzniklými stojatými vlnami se odčítá rušící signál z antény s rušícím signálem v protifázi, odraženým od manžety. Nejlepší výsledek dávají dvě manžety na ploché dvojlinky (odrazy mezi dvěma impedančními nepřizpůsobeními). Správnou polohu manžety najdeme snadno, posouváme-li manžetu po napáječi (přijem se periodicky zlepšuje a zhoršuje). Metodu použijeme pouze tehdy, přijímáme-li anténou středně silný až silný signál.

Někdy spatříme na střeše „pokus“ odstínit rušící vysíláč drátěným pletivem. Toto řešení většinou nemá očekávaný efekt... Síť musí být dosti rozměrná, hustá a je velkou větrnou zátěží, zvláště má-li být uchycena ve výšce a za anténami. Chce-li některý amatér síť vyzkoušet, je dobré použít dobře prokované pletivo (králíči) s oky velkými maximálně $(1/20 \text{ až } 1/15)\lambda$. Síť je třeba dobře spojit se stožárem.

Uvedme další příklad. V některých místech západní a severozápadní části Prahy lze přijímat K21 — Jauerling. Jde o signál velmi slabý, který lze širokopásmovou anténou zpracovat jen ve výjimečných případech. Většinou je potřeba použít alespoň dvojici výkonových antén YAGI. Signál má velmi kolísavou úroveň a bohužel až na výjimečně vhodně položená místa trpí úniky. Příjem je velmi závislý na počasí a musíme počítat s tím, že úroveň signálu může během dne kolísat běžně o 20 dB. Upozorňuji zájemce o příjem na K21, že jeho realizace musí být podmíněna dlouhodobým „průzkumem“ úrovně signálu, abychom se vyvarovali zkreslených závěrů. Počasí někdy způsobuje dlouhodobá maxima, což může vést k přílišnému optimismu. Situace je dále komplikovaná přítomností rušivého signálu na stejném kanále, kterým je čs. druhý program. Tento nežádoucí signál přichází na antény téměř přesně odzadu. Na vyvýšených místech, např. na Petříně, musíme navíc počítat s dalším čs. programem na stejném kanále, viz obr. 51. Výčet komplikací není u konce, protože ve zmíněných oblastech se přímo ve směru užitečného signálu nachází vysíláč Cukrák nebo Petřín (Baba). Vzájemný poměr úrovní žádaného a rušících signálů na K21 způsobuje zkreslení užitečného signálu párováním řádků či roletou a vlněním obrazu.

Musíme zvolit anténní soustavu s maximálním ziskem a s diagramem příjmu, který účinně potlačí rušivé signály. Výpočet anténní soustavy, která má potlačit dva obecně orientované signály, by byl složitý a ne vždy řešitelný. Zde však je „výhodou“, že jeden z rušících signálů je téměř v ose směru žádaného vysíláče. Na jeho odrušení použijeme metodu z obr. 44, čili jednu z antén posuneme o $\lambda/4$ blíže k vysíláči a její kabel o $\lambda/4$ prodloužíme vůči kabelu antény druhé. Zbývá určit rozteč antén podle obr. 41, abychom potlačili i druhý rušivý signál. K vypočítané rozteči najdeme anténu, pro kterou bude tato rozteč menší nebo rovná optimální rozteči pro maximální přírůstek zisku. Vzdálenost antén ovšem nebudeme určovat pro liché násobky $\lambda/2$, ale musíme je zmenšit o délku $\lambda/4$, která je přidána na kabelu od

Obr. 51. Situace a řešení příjmu na K21

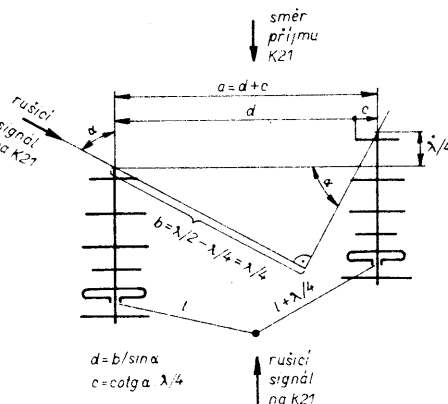
pravé antény! Budeme tedy hledat vzdálenost antén a pro $b = \lambda/4$, $5\lambda/4$, $9\lambda/4$, atd.

Z obr. 51 vidíme, že vzdálenost $a = d + c$, přičemž $d = b/\sin \alpha$ a $c = \cot \alpha (\lambda/4)$. Např. šíří-li se rušící signál pod úhlem $\alpha = 45^\circ$, vyjde pro $b = 5\lambda/4$, rozteč antén $a = 1,28 \text{ m}$ ($\sim 2\lambda$). Použijeme antény typu G. Při přesném sfázování bude mít soustava zisk 16 až 16,5 dB. Maximálního zisku dosáhneme tehdy, nastavíme-li odbočku ve vstupním obvodu zesilovače na $37,5 \Omega$ (fázování souosým kabelem). Uvedená anténní soustava je v provozu a jí dodávaný signál je zpracováván kanálovým zesilovačem s tranzistorem GaAs-FET-CF300. Při konstrukci ramena pro dvojce počítáme s tím, že přesnou rozteč je potřeba určit až na střeše. Vychází-li natočení pro odrušení signálu (úhel α od žádaného vysíláče vpravo, je rozteč antén příliš velká, a obráceně.

7.4 Příjem v podmínkách blízkého vysíláče

Silné elektromagnetické pole blízkého vysíláče klade velké nároky na linearitu hlavně širokopásmových zesilovačů. Silný signál může v zesilovači způsobit křížovou modulaci nebo intermodulaci, popřípadě se zesilovač zahřívá a rozkmitá. Křížová modulace (obr. 39) nastává, zpracovává-li zesilovač alespoň dva signály a jedním ze signálů je místní vysíláč. Pak se přenáší modulace silného signálu na slabý, což se projeví rušením, o kterém již byla řeč. Dalším druhem rušení vznikajícím přebuzením zesilovače je intermodulace. Ta může nastat i tehdy, zpracováváme-li jediný signál. Jeho příliš velkým zesílením vzniknou nežádoucí produkty a to intermodulací mezi nosnými signály obrazu, zvuku a barvy. Tyto intermodulační produkty pozorujeme v místech, kde je normálně pouze šum. Většinou ovšem zesilovač zpracovává řadu signálů a kromě vzniku druhých, třetích a vyšších harmonických se uplatňují součtové a rozdílové složky (intermodulační produkty druhého, třetího, ... atd. řádu), které mohou na ostatních signálech způsobovat interference (např. moiré).

Pro dálkový příjem většinou jednostupňový zesilovač nestačí a při použití dvojestupňového zesilovače se bez selektivního odladovače většinou neobejdeme. Proto není-li použití širokopásmového zesilovače nezbytné, použijeme zesilovače kanálové osazené tranzistory MOSFE. I pak bychom však měli začínat tvářováním diagramu anténní soustavy. Pro potlačení místního vysíláče můžeme použít prakticky všechny metody tvarování diagramu podle dvou předchozích odstavců. Situace je komplikována tím, že ve velkoměstech vzniká vlivem mnohosměrného šíření i mnoho odrazů signálu místního vysíláče, takže anténní soustavy, které přijímají rušící signál v minimech, nejsou tak účinné. Elektromagnetické pole je nehomogenní, zvláště v blízkosti vysíláče (oscilační pole), což práci s diagramem rovněž ztěžuje. Zvýšenou péči je třeba věnovat rozvodu, který musí být realizován souosým kabelem. Délky obnažených konců kabelu bez



stínění musí být co nejkratší. Používáme kvalitní kabely pro venkovní aplikace, které na delší dobu zaručí stálé vlastnosti rozvodu. Širokopásmové zesilovače budou pracovat s menšími problémy v anténách Yagi, u nichž nemá půlvlnný skládaný dipól na nižších kmitočtech tak velkou impedanci jako dipól celovlnný (používaný u antén širokopásmových), na němž se snadno nakmitá větší napětí místního vysíláče. To způsobí nežádoucí intermodulační produkty např. i od signálu na K1, popř. nestabilitu zesilovače vlivem nežádoucích vazeb. Většinou velmi účinným řešením je umístit zesilovač až po např. dvoumetrovém úseku souosého kabelu od svorek antény. Proto počítejme i s tím, že když zesilovač „chodí“ bez problému u televizoru, nemusí tomu tak být na střeše.

7.5 Příjem rozhlasu FM-CCIR

Řada amatérů začátečníků svou práci v dálkovém příjmu získává nejprve na nižších kmitočtech, na VKV. Příjem v pásmu VKV-CCIR nabývá na významu, protože i naše stanice postupně přejdou do pásma CCIR.

Příjem rozhlasu FM je možný na větší vzdálenosti od vysíláče, než při příjmu televize v pásmu UHF. Proto lze větší rozhlas přijímat bez problému, ale s příjmem signálů UHF jsou již větší potíže. Zpravidla činí-li potíže příjem rozhlasu FM (myslíme tím nedostačnou intenzitu pole), pak příjem signálu ve IV. a V. pásmu ze stejného vysíláče je nemožný. Na první pohled se tedy zdá, že příjem rozhlasu je snazší. Ovšem prostuduje-li čtenář pečlivě odstavce o šíření vln za obzor, zvláště v pásmu VHF, pochopí, že příjem rozhlasu FM má své specifické problémy, které můžeme shrnout do několika bodů:

1. Signály se velmi dobře odrážejí od terénních překážek, přírodních i umělých. Odrazy se dobře šíří vlivem menšího tlumení prostorem.
2. Příjem velmi závisí na stavu spodních vrstev atmosféry (rozvrstvení, míšení vrstev).
3. Vysíláče mají větší dosah, rozhlasových stanic je velké množství, proto je pásmo CCIR přeplněné. Pravděpodobnost častějšího rušení vzdálenými vysíláči je velká.
4. Vlna je kmitočtově modulována, tudíž její kmitočet se vzhledem ke střednímu kmitočtu neustále mění. Při maximálním promodulování je odchylka $\pm 75 \text{ kHz}$. Dospěje-li na anténu i signál odražený, pak fázový rozdíl

mezi ním a signálem přímým se neustále mění.

5. Příjem je rušen jiskřením elektrických spotřebičů, výboji statické elektřiny v atmosféře a harmonickými signály vysílačů zvláštních služeb.

Základním problémem je tedy fakt, že na anténu většinou dospěje několik signálů, každý po jiné dráze. Fázový rozdíl mezi signály se mění vlivem změn lomu a odrazivosti od místních se vrstev s různou ϵ , a vlivem kmitočtové modulace, což způsobuje kolísání signálu a úniky. Elektromagnetické pole je rozloženo velmi nepravidelně, je nehomogenní, kvalita příjmu v daném místě závisí na tom, kolik odražených signálů kromě přímého dospěje na anténu a do jaké míry je v tomto místě přímý signál dominantní, tzn. silnější než odrazy. Ovšem dominantní signál, mnohem silnější než ostatní, může být také odraz, např. od vodní plochy. Nejsou-li ostatní signály podstatně slabší než signál dominantní, je příjem kmitočtového modulovaného signálu doprovázen parazitní fázovou modulací, tzn. fázovým zkreslením, které je slyšitelné podstatně více při „stereu“. Parazitní fázová modulace zvětšuje šum a způsobuje hvizdy, které rážují v rytmu modulace, někdy zřetelně opožděné jako dozvuk. Tyto jevy jsou výraznější v levém kanále a zhoršují oddělení kanálů (přeslech).

Potřebná šířka kanálu pro přenos stereofonní informace je asi 300 kHz a tak velký kmitočtový odstup by měly mít i vysílače. Je-li tedy např. stanice B3 na 94,7 MHz, pak se nachází v oblasti 94,55 až 94,85 MHz a aby nevzniklo rušení, měla by nejbližší stanice být až na 95,0 nebo 94,4 MHz. Je-li ovšem stanice již na 94,9 MHz, pak monofonní příjem ještě rušen nebude (šířka kanálu je asi 200 kHz), ale ve stereu uslyšíme interferenční hvizdy, které rážují v rytmu modulace rušící stanice. Odstup 300 kHz je velký a pro obrovský počet stanic a hustou síť vysílačů jej nelze dodržet. Proto na větších územních celcích se dodržují odstupy 100 kHz, ale na velkém území se mohou vyskytnout případy, že jsou na stejném kmitočtu dvě stanice, s čím se při dálkovém příjmu rozhlasu FM setkáváme velmi často. Všechny tyto okolnosti způsobují, že dálkový příjem stereofonního rozhlasu je velmi náročný a obtížnější než příjem barevné televize. Interferenční hvizdy jsou velice nepříjemné. Řada posluchačů je pokládá za šum a domnívá se, že úroveň signálu je slabá a že ji třeba zvětšit. Zesilovač samozřejmě nepomůže a v současné době není prostředek, který by interferenční hvizdy potlačil. Rušení stanicemi, které jsou v šířce pásma přijímané stanice, se dá částečně zmenšit velkou selektivitou přijímače.

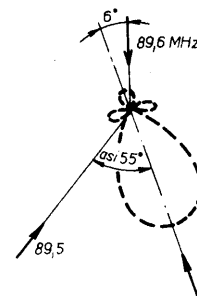
Někteří výrobci v prospektech inzerují filtry proti „ptačímu trylkování“ (anti-birdy filter), jak se někdy hvizdům říká. Ty ovšem nepřinášejí žádný efekt, a když, tak na úkor kvality vysokých kmitočtů. Všechny výše uvedené problémy nelze tedy řešit konstrukcí přijímače, lze je potlačit pouze vhodnou anténní soustavou. Anténní zesilovač zesílí všechny signály, tedy jejich vzájemné odstupy zůstanou zachovány. Aplikace anténních soustav a tvarování jejich diagramu však naráží

na jediný obrovský problém, kterým je velká vlnová délka signálů FM ($\lambda = 3$ m) a tím neúnosně velké rozměry výkonových antén a soustav z nich složených. Např. středně výkonná anténa typu D ($L_c = 2 \lambda$) je na K35 dlouhá zhruba 1 m, na 100 MHz již 6 m! Takto dlouhá anténa je velmi náročná na homogenitu pole a její mechanická konstrukce je na mezi realizovatelnosti. A teď si představme, že bychom chtěli potlačit rušící signál anténní soustavou složenou ze dvou těchto antén vedle sebe s roztečí asi 4,5 m... Tedy mechanické hledisko omezuje použití dlouhých antén a anténní soustav na minimum.

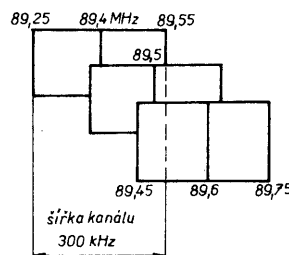
Velmi výhodné je použít anténní rotátor, který na výhodně položených místech umožní monofonní příjem až několika desítek stanic. Velký zisk antény je žádoucí ke zmenšení počtu úniků. Na rozdíl od příjmu TV má i nepatrné zvětšení zisku poměrně velký vliv, pohybuje-li se velikost signálu poblíž prahu citlivosti tuneru. Tehdy zmenšení signálu o 1 až 2 dB může znamenat zhoršení odstupu signál-šum skokem o 15 až 20 dB! Opět připomínám, že i zde platí, že zlepšíme-li zisk antény např. o 3 dB, zlepší se o 3 dB i celkový odstup od šumu — to platí ještě více než při příjmu TV na UHF. Použití zesilovače přinese užitek především ve zmenšení počtu úniků (vlivem reálné prahové citlivosti tuneru), protože se zvětší napěťová úroveň signálu. Šumová čísla tunerů jsou malá a proto musí být zesilovač kvalitní, aby se nestalo, že bude mít větší šumové číslo než přijímač. Velmi dobře se osvědčily pásmové anténní předzesilovače s unipolárními tranzistory FET, s nimiž lze dosáhnout $F = 1$ dB. O použití zesilovače možno závěrem říci, že při nekolísajícím signálu, jehož úroveň je větší než citlivost vstupní jednotky, nepřinese slyšitelné zlepšení (u kvalitního tuneru). U kolísajícího signálu se zmenší počet a délka úniků. U stereofonního příjmu rušeného interferenčními hvizdy je malé teoretické zlepšení diskutabilní, protože stejně jako při příjmu TV rušeném na vedlejší kanále silným signálem, může i zde zesilovač příjem zhoršit. Zesilovač zadržujeme výhradně hned za anténu, nejlépe za svorky dipólu, neboť bylo již řečeno, co pro úniky může znamenat i malý útlum (2 až 3 dB) kabelu. Jinými slovy v souvislosti s úniky je kladný vliv zesilovače před tunerem mnohem menší než zesilovače v anténě.

Možnosti zlepšení příjmu v pásmu FM-CCIR si ukážeme na následujících příkladech.

1. V západní části Prahy přijímáme stanici O3 na kmitočtu 89,4 MHz (Jauerling). Signál je velmi slabý, značně kolísá a trpí častými krátkými úniky. Kvalita příjmu značně závisí na počasí. I mírné zvětšení signálu radikálně zlepši kvalitu příjmu, úniky jsou řidší a stereofonní poslech je kvalitní, protože interferenční hvizdy jsou nepatrné. Za nepříznivého počasí je signál velmi labilní, znečištěný průmyslovým rušením a interferencemi kmitočtově blízkých stanic. Interferenční hvizdy se zhoršují při mírném rozladění přijímače směrem k vyšším kmitočtům, což napovídá, že v pásmu 89,25 až 89,55 MHz se nachází ještě nějaká stanice. Na kmitočtu 89,5 MHz jde o stanici B2 (Wendelstein) a na kmitočtu 89,6 MHz o stanici W. Berlin. Uvedenou situaci vidíme na obr. 52. Z obr. 53 je zřejmé, že v pásmu 89,45 až 89,55 MHz se



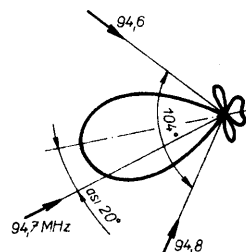
Obr. 52. Situace příjmu na 89,4 MHz



Obr. 53. Překrývání kanálů v pásmu FM-CCIR

překrývají celkem 3 stanice. Úhel 55° je poměrně příznivý, neboť většina antén na VKV-CCIR má zisk 8 až 9 dB a tomu odpovídající úhel příjmu o něco větší než 50°. Zhruba o stejný úhel je odchýleno první minimum od osy hlavního laloku, čili při natočení antény velmi blízkému optimálnímu na 89,4 MHz lze signál 89,5 MHz nasměrovat do minima. Signál 89,6 MHz lze při jediné anténě zeslabit větším ČZP. Požadavkům vlastnostem se blíží anténa čs. výroby s označením 080G-BL nebo zahraniční UKS 14 (NDR). Zvětšit napěťovou úroveň a tím i odstup signál-šum lze použitím dvou antén 080G-BL umístěných nad sebou ve vzdálenosti 3 m, což je mechanicky ještě únosné. Antény UKS 14 by musely být od sebe asi o půl metru dále. Použití zesilovače je nutné.

2. V téže místě přijímáme stanici B3 — 94,7 MHz (Hoher Bogen). Signál je středně silný, rovný, stabilní a bez úniků a velmi málo podléhá změnám počasí. Občasné „dýchání“ signálu (zrychlující se) je způsobeno odrazem signálu od letadel. Monofonní příjem je většinou vyhovující, ovšem stereofonní poslech je např. na Petříně velmi intenzivně rušen interferenčními hvizdy, jejichž původ je především v rušení kmitočtově blízkými stanicemi — 94,6 MHz — Brocken (NDR) a 94,8 MHz — Geisberg (ÖR), obr. 54. Úhel mezi oběma rušícími vysílači je asi 104°, což je opět úhel velmi blízký úhlu nul např. antény UKS 14. Abychom oba rušící signály orientovali do minim, musíme anténu od směru Hoher Bogen odchýlit asi 20° vpravo. Tím se ovšem zmenší zisk na kmitočtu 94,7 MHz asi o 2,5 dB.



Obr. 54. Situace příjmu na 94,7 MHz

Tab. 10. Parametry čs. antén pro příjem FM-CCIR

Označení	Zisk [dB]	ČZP [dB]	Θ_{3E} [°]	Θ_{3H} [°]	Délka
0505KL	6,5	17	56	105	0,6 λ
080G-BL	7,3 až 9	20 až 15	59 až 47	78 až 55	1 λ

Tab. 11. Parametry antén z NDR, pro pásmo FM-CCIR

Typ	Zisk [dB]	ČZP [dB]	Θ_{3E} [°]	Θ_{3H} [°]	Počet prvků	Délka
3415	4 až 6,5	14 až 17	76 až 66	133 až 82	3	0,29 λ
3416	5 až 7,6	9,5 až 14	66 až 54	110 až 80	5	0,55 λ
3417	5 až 7	10 až 24	72 až 62	105 až 84	5	0,44 λ
3418	7 až 9,8	16 až 38	64 až 46	86 až 58	7	0,81 λ
UKS 14	8,3 až 10	23 až 20	52 až 46	66 až 47	14	1 λ

Proto je nutné tuto metodu pečlivě vyzkoušet. Je-li orientace rušení do minima účinná, zlepši se stereofonní příjem, a to i přes mírné zmenšení zisku. Není-li účinná, pak na anténu dopadá několik odrazů (možná i žádaného signálu) a situace je neřešitelná. Použití zesilovače je vhodné.

Mezi oběma příklady je velký rozdíl. Signál na 89,4 MHz je v místě příjmu výslednicí několika odrazů vln (vlivem mísení spodních vrstev atmosféry a od terénu) s povrchovou vlnou, která není dominantní, a proto signál neustále dýchá a je fázově zkrácen. Naopak signál na 94,7 MHz má výraznou dominantní složku (ohyb přes Brdý) a vliv odrazů je menší, signál je stabilní.

Amatérové většinou číni potíže zjistit důvod interferenčních hvízdů (jsou-li způsobeny odrazy vlastního signálu nebo signály jiných stanic, popř. stojatými vlnami na dlouhém napájecím s nepřizpůsobením). Původ lze zjistit několika způsoby:

1. Rozladěním tuneru mírně „pod“ a „nad“ střední kmitočet stanice (u tunerů „QUARTZ“ to nelze). Je-li někde rušící stanice ve stejném kanále, hvízdly budou při rozladování více patrné při rozladění buď „nad“ nebo „pod“ f_s .
2. Natočením antény v mezích 0 až 360°. Tím lze identifikovat všechny stanice v pásmu 300 kHz nebo dokonce na stejném kmitočtu.
3. Podle rytmu rázování interferenčních hvízdů. Rytmus je dán změnou modulu signálu, čímž poznáme, zda hvízdly rázuji od modulu žádaného signálu či nikoli.
4. V nočních hodinách vysílá méně vysíláčů (hlavně třetí program), pásmo je prázdnější a rušení sousedními stanicemi menší nebo žádné.

Antény pro příjem rozhlasu FM-CCIR

Výběr antén pro příjem v pásmu CCIR není u nás nejbohatší. Pro nenáročný příjem lze zakoupit anténu 0505KL a pro dálkový příjem anténu 080G-BL, tab. 10. Poněkud lepší výběr je v NDR, tab. 11. Rozměry posledního uvedeného typu přetiskujeme z AR B1/84 (obr. 55). Tuto anténu lze zakoupit za 172 M. Někteří amatéři realizují anténu typu D, která má sice výborné vlastnosti, ale při délce 6 m je značně náročná na homogenitu pole a mechanické provedení je komplikované. Na začátku pásma má zisk asi 10 dB. Vzhledem k tomu, že většinou přijímáme stanice v dolní polovině pásma, není vynaložená námaha na stavbu této antény efektivní, neboť zisku 12 dB

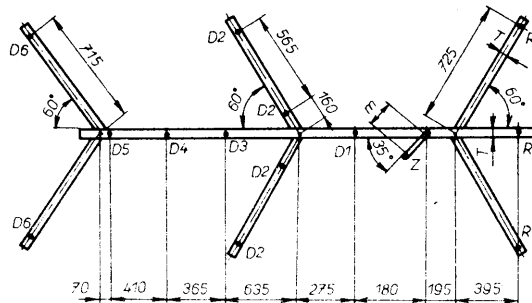
dosahuje až na 100 MHz. Za ekonomické a mechanické maximum lze pokládat anténu UKS 14, která se v praxi osvědčila.

8. Anténní zesilovače

O výhodách a nevýhodách použití anténních zesilovačů z hlediska šumu bylo pojednáno v kap. 6. Dálkový příjem TV se zpravidla bez anténního zesilovače neobejde. Používáme zesilovače laděné, které mohou být úzkopásmové (kanálové) nebo pásmové (na několik kanálů až jedno TV pásmo), a neladěné (širokopásmové), které jsou schopny zpracovat signály všech TV pásem včetně rozhlasu FM. Jako zesilovací prvky lze použít bipolární nebo unipolární tranzistory. Křemíkové bipolární tranzistory pro UHF jsou svými vlastnostmi předurčeny pro použití v neladěných či pásmových zesilovačích. Unipolární tranzistory jsou naopak ideální pro stavbu laděných zesilovačů do šířky pásma max. několika kanálů. Oba základní typy zesilovačů mají své přednosti a slabiny. Nevýhodami neladěného zesilovače je větší pravděpodobnost přebuzení signálem místního vysíláče a menší dostupnost kvalitních tranzistorů. Unipolární tranzistory vyžadují složitější šumové přizpůsobení, pracnější konstrukci a náročnější oživení. Jinými slovy začátečník snadněji využije dobrých vlastností bipolárních tranzistorů.

8.1 Parametry zesilovačů

Je zřejmé, že se budeme snažit zkonstruovat zesilovač s co nejlepšími parametry, přičemž pro nejlepší kvalitu příjmu je pro nás rozhodující šumové číslo. Musíme si uvědomit, že minimálního šumového čísla určitého tranzistoru dosáhneme pouze při pečlivém šumovém přizpůsobení, které není totožné s výkonovým. To platí jak pro bipolární, tak pro unipolární tranzistory. U FET je rozdíl mezi oběma přizpůsobeními větší. U některých špičkových bipolárních tranzistorů výrobce ani neudává vstupní odpor R_G pro šumové přizpůsobení, místo toho zdůrazní, že minimálního šumu lze dosáhnout při $R_G = R_{OPT}$, jehož velikost je potřeba experimentálně určit, protože se může lišit i kus od kusu. Výhodou je, že R_G se pohybuje poblíž 75 Ω , nejčastěji 40 až 60 Ω . U tranzistorů řízených polem je šumové přizpůsobení zveřejňováno výjimečně. Je jej nutno experimentálně určit např. pomocí geometrických rozměrů rezonančního obvodu. Šumové parametry tranzistorů navíc kolísají. Podle zkušeností bipolární tranzistory



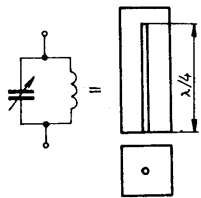
Obr. 55. Rozměry antény UKS-14 ($L_R = 1700$, $L_Z = 1580$, $L_{D1} = 1400$, $L_{D2} = 1350$, $L_{D4} = L_{D5} = L_{D6} = 1300$, $T = 22$, $t = 10$, $m = 100$, vše v mm)

mnohdy udávaných parametrů nedosahují. U širokopásmových zesilovačů počítejme s tím, že u dvoustupňového provedení bez zpětných vazeb a s kompromisně nastaveným pracovním bodem u 1. stupně stěží dosáhneme šumového čísla v průměru lepšího než 1,8 dB na 750 MHz i při použití nejkvalitnějších tranzistorů (BFQ69, BFG65). U tranzistorů BFR90, 91 počítejme s $F = 3,5$ až 4 dB. Velikost F můžeme ovlivnit např. změnou indukčnosti ve vstupním článku T , který samotný má ztráty až 0,5 dB, ale skýtá možnost impedančního přizpůsobení. Vlivem tohoto filtru se obvykle šumové číslo na UHF s kmitočtem nezměňuje tak rychle, jak bychom čekali. U laděných zesilovačů s tranzistory MOSFE je rozptýl parametrů o něco větší, ovšem s tím rozdílem, že mnohdy dosáhneme šumových čísel i lepších než udává výrobce. Za zcela běžné lze pokládat $F = 2,5$ až 3,2 dB na 800 MHz. U tranzistorů MESFE se šumové přizpůsobení realizuje obtížněji než u MOSFET, proto se udávaných parametrů dosahuje v amatérské praxi zřídka.

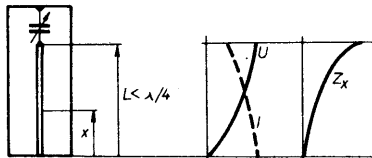
Nezapomínejme, že laboratorně změřená šumová čísla jsou pouze informativní, protože provozní F je ovlivněno skutečnou impedancí antény nebo impedančními poměry na kabelu mezi anténou a zesilovačem. Praxe navíc ukazuje, že šumová čísla změřená na různých pracovištích se více či méně liší. Vycházíme z toho, že rozdíl 2 dB v běžném obrazu stěží zpozorujeme. Pokud jde o šumové parametry, držme se tedy při zemi. Honba za zlepšením F o několik desetin dB nemá smysl.

8.2 Rezananční obvody v pásmu UHF

V pásmu UHF se realizují rezonanční obvody pro zesilovače jako rezonanční vedení s rozloženými parametry. Vedení o délce $\lambda/4$ na konci spojené dokrátka se na vstupu chová jako paralelní rezonanční obvod, obr. 56. V praxi se tato vedení konstruují jako dutinové rezonátory. Dutina je opatřena vnitřním vodičem o délce $\lambda/4$. Vnitřní vodič ovšem není nikdy dlouhý až $\lambda/4$, ale o něco kratší (mluvíme o tzv. zkráceném vedení $\lambda/4$) a do rezonance ho uvedeme doladovacím kondenzátorem. Každý rezonátor se chová jako nepřizpůsobené vedení a vzniká na



Obr. 56. Paralelní rezonanční obvod tvořený vedením délky $\lambda/4$

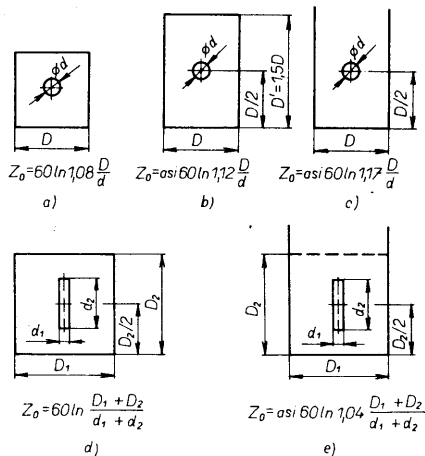


Obr. 57. Průběhy U , I , Z na rezonátoru z kapacitně zkráceného vedení $\lambda/4$

něm stojaté vlnění. Průběh napětí a proudu je na obr. 57. Napětí má na volném konci kmitnu a na zkratovaném konci uzlu. U proudu je tomu obráceně. Protože impedance $Z = U/I$, můžeme z poměru amplitud napětí a proudu určit průběh impedance. Tato indukční reaktance ($Z = jX_L$) je závislá na charakteristické impedanci Z_0 , mění se podle tangenty a v místě x určíme její velikost ze vztahu

$$Z_x = Z_0 \operatorname{tg}(\omega x/c) \quad (11),$$

kde $c = 3 \cdot 10^8$ m/s je rychlost světla ve vakuu. Praktická realizace dutinových rezonátorů je zřejmá z obr. 58, na kterém jsou znázorněny průřezy dutin



Obr. 58. Realizace dutinových rezonátorů

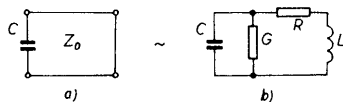
a jejich rozměry, z nichž lze určit charakteristickou impedanci Z_0 .

Několikaobvodové pásmové propusti — filtry

U zesilovačů se v praxi setkáváme s filtry, složenými z několika rezonátorů. Rezonanční obvod musí být navržen tak, aby měl co nejmenší ztráty, jinými slovy musí mít co největší činitel jakosti. Na zmenšení jakosti se podílejí jednak ztráty v samotném rezonátoru a jednak ztráty v ladicím kondenzátoru C , kterým tento rezonátor „zkracujeme“ do rezonance. Výsledný činitel jakosti je vyjádřen vztahem

$$Q_v = (Q_L Q_C) / (Q_L + Q_C) \quad (12).$$

Nahradíme-li paralelní rezonanční obvod náhradním schématem podle obr. 59, bude G ztrátová vodivost kapacity C a R ztrátový odpor indukčnosti L . Mlčky zanedbáváme vlastní kapacitu vedení, která je velmi malá.



Obr. 59. Náhradní schéma paralelního rezonančního obvodu

Určíme nejprve činitel jakosti kondenzátoru C :

$$Q_C = \omega C / G = 1 / \operatorname{tg} \beta \quad (13),$$

kde $\operatorname{tg} \beta$ je tzv. ztrátový činitel. Jeho velikost je dána především ztrátovým odporem paralelně nebo sériově zapojeným ke kondenzátoru. Pak platí, že

$$\operatorname{tg} \beta \approx 1 / (R_p \omega C) = R_s C_s \omega \quad (14).$$

V náhradním schématu kondenzátoru je sériová indukčnost L , která je dána délkou přívodů a celkovou konstrukcí kondenzátoru. Tato indukčnost by měla být co nejmenší, proto na UHF používáme i kondenzátory bezvývodové (diskové, čipové). Ztráty kondenzátoru musí být co nejmenší, protože jak dále uvidíme, jsou rozhodující pro výsledný činitel jakosti Q_v . Ztrátový odpor kondenzátoru se minimalizuje použitím vhodného dielektrika. Není snad třeba zdůrazňovat, že do obvodů pro pásmo UHF nepatří např. kondenzátor svitkový, ale výhradně keramický, popř. skleněný (trimr). Ztráty v kondenzátoru se v praxi určují nesnadno, zjišťují se často experimentálně např. měřením průchozího útlumu rezonančního obvodu.

K určení ztrát v indukčnosti L musíme nejprve určit ztrátový odpor R . Ten je dán skin efektem, povrchovým jevem, způsobujícím zmenšení proudu od povrchu směrem dovnitř vodiče. Vzdálenost od povrchu vodiče, při které se v proud zmenší na $1/e$, se označuje jako hloubka vzniku.

$$\delta = \sqrt{2 / (\omega \mu \delta_v)} \quad (15),$$

kde δ_v je měrná vodivost [S/m] a $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/Am pro nemagnetické materiály. Hloubka vzniku se zmenšuje s rostoucím kmitočtem. Ztrátový odpor

$$R = R_s / s \quad (16),$$

kde R_s je tzv. vř. povrchový odpor a s je obrysová křivka — obvod vodiče protékajícího proudem, počítáme-li R na jednotku délky. Vř. odpor

$$R_s = 1 / (\delta \delta_v) \quad (17).$$

Pro sousedé vedení o délce l lze ztrátový odpor určit ze vztahu

$$R = l / \pi \sqrt{\mu_v} \delta_v (1/D + 1/d) \quad (18),$$

Ztrátový odpor R se tedy zmenšuje s klesajícím kmitočtem a se zvětšujícími se průměry d a D sousedého vedení. Nyní můžeme vyjádřit činitele jakosti Q_L sousedého vedení o délce l (zanedbáme ztráty v kondenzátoru)

$$Q_L = (\omega L) / R = (\omega Z_0) / (cR) = 2\pi Z_0 / (\lambda R) \quad (19).$$

Lze dokázat, že činitel jakosti Q_L bude největší při poměru průměrů $D/d = 3,6$. Dosadíme-li tento poměr do příslušného vztahu pro Z_0 (obr. 58), dostáváme, že $Z_0 = 77 \Omega$.

Návrh rezonančního obvodu

Ze vztahu (19) je zřejmé, že pro minimální ztráty (největší Q_v) je třeba používat vedení o charakteristické impedanci blízké 77Ω , o co největší délce (Q_L je úměrné poměru l/λ). Ještě větší vliv na jakost má ladicí kondenzátor (viz dále).

Z rovnosti kapacitní a indukční reaktance rezonančního obvodu $X_C = X_L$ neboli $1/\omega C = \omega L$ vyplyne Thomsonův vztah

$$f = 1 / (2\pi \sqrt{LC}) \quad (20),$$

což je vztah pro rezonanční kmitočet. Pro indukčnost přímého vodiče kruhového průřezu z nemagnetického materiálu platí vztah

$$L = 0,002 / [2,303 \cdot \log(4l/d) - 1] \quad (21),$$

[μ H; cm]

kde l je délka a d průměr drátu. Z Thomsonova vztahu plyne, že budeme-li zvětšovat indukčnost L , musíme pro stejný rezonanční kmitočet f kapacitu zmenšovat. Zjednodušeně řečeno činitel jakosti se bude zvětšovat s rostoucím poměrem L/C . Proto při návrhu rezonančního obvodu budeme vycházet z minimální kapacity, kterou jsme schopni realizovat s ohledem na mechanické hledisko (pro velmi malou C_0 je rezonátor nevhodně dlouhý) a s ohledem na to, že tato kapacita zahrnuje i malé kapacity prvků navázaných na obvod (tedy kapacita ladicího kondenzátoru bude vždy menší než vypočtená). V praxi při návrhu pásmových propustí jako pasivních prvků bez tranzistorů počítáme s kapacitou $C = 2$ pF (v UHF). Pro tuto minimální kapacitu určíme při známém f a Z_0 délku kapacitně zkráceného vedení (vnitřního vodiče). Víme-li, že indukční reaktance $X_L = \omega L = Z_0 \operatorname{tg}(2\pi/\lambda)$, dosadíme do (20) a vyjádříme délku

$$l = \lambda / 2\pi \arctg [1 / (2\pi f C Z_0)] \quad (22),$$

[m; m, F, Ω , rad]

Z (27) indukčnost L

$$L = 1 / (4\pi^2 f^2 C) \quad [H; Hz, F] \quad (23).$$

Známe-li indukčnost a délku vodiče, určíme z upraveného vztahu (21) jeho průměr. Vztah (21) je ekvivalentní vztahu

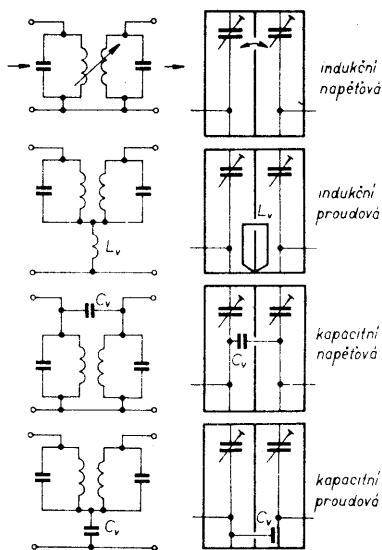
$$L = 0,002 / [\ln(4l/d) - 1],$$

potom průměr

$$d = 4l / e^{-\frac{L}{0,002}} + 1} \quad [cm; cm, \mu H] \quad (24).$$

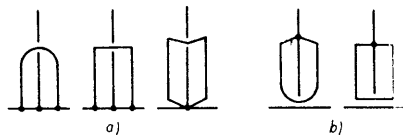
Zbývá určit vnější rozměr D dutinového rezonátoru tak, aby byl splněn některý ze vztahů pro $Z_0 = 77 \Omega$ (obr. 58).

V praxi má jeden dutinový rezonátor malou selektivitu, proto se řadí 2 až 4 rezonátory za sebe. U několikaobvodových filtrů musíme vyřešit vazbu mezi jednotlivými obvody a navázání vstupní a výstupní impedance na filtr. Vazba mezi stupni může být indukční nebo kapacitní, přičemž obě tyto vazby mohou být buď napětové nebo proudové. Při napětové vazbě mluvíme o vazbě s elektrickým polem a u proudové o vazbě s magnetickým polem, což plyne např. z průběhu U a I . Vazba s elektrickým polem je těsnější směrem k volnému konci vnitřního vodiče. U vazby s magnetickým polem je tomu naopak.



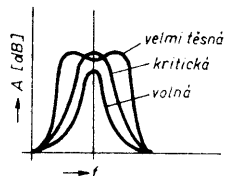
Obr. 60. Druhy vazeb mezi rezonančními obvody

Na obr. 60 jsou základní schémata a způsoby realizace těchto vazeb. Nejčastěji budeme používat indukční proudovou vazbu vazební smyčkou s indukčností L_v . Vazební smyčka může být uspořádána podle obr. 61a nebo přímo v proudovém maximu podle obr. 61b.

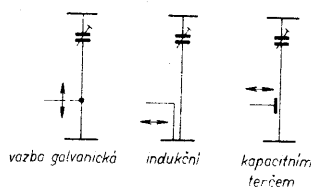


Obr. 61. Typy vazebních smyček; a) poblíž proudového maxima, b) v proudovém maximu

Smyčky mohou mít různé tvary, obr. 61a, b. Pojemem těsnost, popř. volnost vazby rozumíme vliv velikosti vazby na dosaženou selektivitu (šířku pásma), ale i na ztráty. Těsná vazba má menší ztráty (průchozí útlum), ale je menší selektivita. Vazbu za těsnou považujeme od okamžiku, kdy se vytvoří dva vrcholy rezonanční křivky, obr. 62. Při velmi těsné vazbě se vytvoří hlubší sedlo, čímž se zvětší průchozí útlum na středním kmitočtu. Maximální přenos energie nastává při tzv. kritické vazbě, při které se ještě právě nevytvoří dva vrcholy. Volná vazba umožní dosáhnout větší selektivity (strmější boky, menší šířka pásma) za cenu většího průchozího útlumu. V praxi to zname-



Obr. 62. Rezonanční křivky volné, kritické a těsné vazby

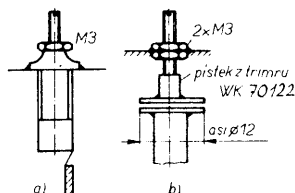


Obr. 63. Způsoby navázání vstupu na rezonanční obvod

ná, že chceme-li dosáhnout nejmenšího průchozího útlumu, použijeme smyčku podle obr. 61b, která bude vedena blízko vnitřních vodičů. K dosažení maximální selektivity volíme smyčku podle obr. 61a, která bude od vnitřních vodičů více vzdálena. Výšku vazební smyčky volíme zhruba 1/4 délky vnitřního vodiče. U kratších rezonátorů můžeme její výšku zvětšit na 1/3. Příliš velká celková délka vazební smyčky zvětšuje vazbu (protíná více magnetických siločar) a hlavně zvětšuje míru rozladění.

Volbou vazby musíme navázat a přizpůsobit filtr na jeho vstupu a výstupu k určité impedanci, nejčastěji k impedanci kabelu nebo k impedanci tranzistoru. Vazba na rezonátor se realizuje v magnetickém poli indukčné smyčkou a v elektrickém poli kapacitně nebo galvanicky, obr. 63. Indukční vazební smyčka přizpůsobuje impedanci změnou společné délky s vnitřním vodičem a změnou vzdálenosti od tohoto vodiče. Těmito změnami se nastavuje i stupeň vazby. Výhoda této vazby spočívá v širokopásmovosti, čehož lze dobře využít tam, kde se s kmitočtem mění impedance rezonátoru. Kapacitní vazba se realizuje tzv. kondenzátorovým terčem. Stejný terč (plíšek) může být připojen i k vnitřnímu vodiči. Velikost a vzdálenost plíšků je taková, aby kondenzátor měl kapacitu do několika pF. Tato vazba se používá pro dobré oddělení obvodů, má však větší ztráty. Nejmenší ztráty má vazba galvanická. Protože se impedance na čtvrtvlnném rezonátoru mění směrem k volnému konci od nuly až do několika kΩ, lze najít poblíž konce spojeného dokrátka místo pro impedance přizpůsobení. Tato vazba je směrem ke zkratovanému konci volnější, protože je to vazba s elektrickým polem; při ní jsou ztráty vyjádřené průchozím útlumem závislé především na ztrátách odrazem při impedance nepřizpůsobení. Tuto vazbu budeme používat přednostně. V několikaobvodových filtrech (požadujeme-li větší strmost boků) volíme odbočku zhruba v jedné šestině délky vnitřního vodiče. O něco menší průchozí útlum a větší šířku pásma získáme umístěním odbočky v asi jedné čtvrtině délky. Průchozí útlum se vlivem nepřizpůsobení zvětšuje vazbou příliš těsnou i příliš volnou.

Jak již bylo řečeno, velký vliv na průchozí útlum má jakost kondenzátoru. Na našem trhu je k dostání prakticky pouze skleněný trimr WK 70109, nebo jeho značně levnější verze za 0,85 Kčs. Jakostí, která je velmi malá, se oba trimry příliš neliší. U levnějšího typu je vhodné maticí M3 zajistit dobrý styk pístku s tělem trimru, obr. 64a. Dražší trimr lze do krabičky zesilovače vestavět bez pájení, ovšem pájení součástek k „polepu“ kondenzátoru je trochu riskantní, protože se polepu nesmíme dotknout hrotem páječky (polep je napařen na skle a snadno se



Obr. 64. Úprava levného skleněného trimru (a) a provedení vzduchového kondenzátoru

poruší). Proto se snažíme součástky pájet na závity drátu, kterými je polep ovinut. Drátek je třeba (indukčností!) ustříhnout hned u závitu na polepu. Větší jakost mají keramické trimry, které ovšem těžko seženeme. Jakost trimrů se nepříznivě uplatňuje především při větších kapacitách. Proto pokud to jde, přidáváme k trimrům paralelní keramické kondenzátory, např. TK 656. To má velkou výhodu i v tom, že se podstatně zmenšuje rozladění obvodu změnou kapacity trimru při různých povětrnostních podmínkách. Nejlepší vlastnosti mají trimry se vzduchovým dielektrikem, které si můžeme zhotovit na principu dvou plíšků s proměnnou vzdáleností. Dva plíšky, z nichž každý má plochu 1 cm, vytvoří při vzdálenosti 1 mm kapacitu asi 1 pF. Kapacitu určíme ze vztahu

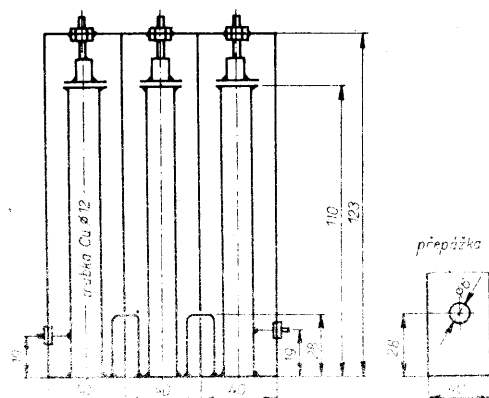
$$C = \epsilon_r \epsilon_0 S / d = 8,859 \cdot 10^{-12} S / d \quad [F; m] \quad (25),$$

kde S je plocha plíšku a d vzdálenost plíšků. Pro plynulou změnu kapacity je výhodné, aby plíšky byly kulaté, není to však nutné. Jeden plíšek připájíme na konec vnitřního vodiče. Druhý plíšek připájíme na šroubek M3 nebo M4 (mosazný) o délce asi 15 mm nebo, což je nejlepší řešení, na pístek z levného skleněného trimru. Pístek je veden ve dvou maticích M3, obr. 64b; čím budou plíšky větší a čím přesněji budou připájeny, tím větší rozsah kapacity dosáhneme. Kapacita takto zhotoveného trimru je nepřímě úměrná vzdálenosti plíšků, tudíž při malé vzdálenosti se mění velmi ostře, proto musí být „rotor“ veden maticemi těsně, což je důležité i pro vyloučení přechodového odporu. Materiál plíšků není kritický, mohou být např. z měděného, mosazného nebo pocínovaného plechu o tloušťce asi 0,5 mm.

Praktická realizace pásmové propusti

Na kmitočtu 500 MHz chceme realizovat velmi selektivní pásmovou propust s co nejmenším průchozím útlumem. S ohledem na co největší činitel jakosti volíme kapacitu $C_0 = 2$ pF a impedanci dutinového rezonátoru $Z_0 = 77 \Omega$. Vypočteme délku vnitřního vodiče ze vztahu pro (I). Po dosažení dostáváme $l = 110$ mm. Vypočteme indukčnost L , která s kapacitou C_0 tvoří rezonanční obvod s $f = 500$ MHz. Ze vztahu (pro L) dostáváme, že $L = 0,0506 \mu H$. Z posledního vztahu určíme průměr vodiče d , po vyčíslení vyjde $d = 11,7$ mm. Jako vnitřní vodič použijeme měděnou trubku o $\varnothing 12$ mm. Zbývá určit rozměr dutiny, a to podle obr. 58a. Tato dutina má impedanci 77Ω pro poměr $D/d \approx 3,3$, tedy $D = 3,3 \cdot 12 \approx 40$ mm. Na obr. 65 je uspořádání propusti. Pro nejmenší průchozí útlum použijeme popsané vzduchové kondenzátory z plíšků o $\varnothing 16$ mm. Krabička je z plátovaného kuprextitu tloušťky 1,5 mm. Přepážky musí být plátovány oboustranně, nebo je zhotovíme z měděného či pocínovaného plechu. Vnitřní vodiče jsou umístěny uprostřed dutin. Vazební smyčky jsou z drátu Cu o $\varnothing 1,2$ až 1,5 mm.

Celý filtr spájíme: na dno připájíme horní čelo, obě bočnice a obě přepážky. Na vnitřní stranu horního čela



Obr. 65. Pásmová propust pro $f_0 = 500$ MHz

Přibližně mosazná matice. Na konec každé trubky Cu přichytíme plíšky (pásky) jen v jednom bodě. Ty spouštějí bez narovnání v místě vodičů stěny, opasné průměrem trubek nebo kmitů, ale o větším průměru než je průměr trubky. Ty budou sloužit k přesnému nastavení při pájení vodičů k čelu. Spodní čelo a všechny vodiče s plíškami na koncích sevráme mezi dvě dřevěné destičky např. truhlářskou svěrkou a to tak, abychom mohli jemným poklepem vodiče přesně a rovnoběžně nastavit. Připájíme jak vodiče ke spodnímu čelu, tak plíšky k vodičům po celém obvodu. Dokud jsou vodiče prohřáté, pocinujeme místa, v nichž budeme pájet vstupní a výstupní odbočky. Nemáme-li k dispozici svěrku, je lepší spodní čelo rozdělit na tři části a každý vodič připájet zvlášť. Menší odchylky lze totiž dokorigovat individuálním připájením každé části čela. Než připájíme čelo s vodiči ke dnu, zašroubujeme plíšky s připájenými plíškami do matice. Nakonec vpájíme vazební smyčky, vstupní a výstupní odbočku a z vnější strany horního čela našroubujeme pojistné matice.

Naladit filtr vyžaduje trochu trpělivosti. Začátečníkům doporučuji ladit filtr tak, že všechny trimry vyšroubují až na doraz a pak je všechny současně „poukouskávají“ (např. po půlotáčkách) budou zašroubovávat. Nejprve je vhodné naladit propust na nějaký silný signál poblíž signálu žádaného.

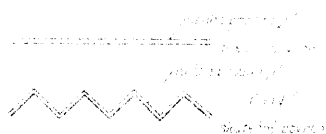
Filtr má průchozí útlum asi 0,7 dB. Při použití skleněných trimrů se útlum zvětší na 1,5 dB. Pracovní šířka pásma B_{-3dB} je asi 12 MHz a B_{-20dB} asi 34 MHz.

Chceme-li podobnou propust realizovat na nejvyšších kanálech V. TV pásma, můžeme rovněž použít trubku o $\varnothing 10$ či 12 mm asi 50 mm dlouhou. Ovšem průchozí útlum se příliš nezvětší, použijeme-li trubku tenčí, o $\varnothing 6$ mm. Používat trubky je velmi výhodné hlavně na nižších kmitočtech UHF vzhledem k dobré mechanické stabilitě konstrukce při použití vzduchových kondenzátorů. Při kratších dutinách můžeme použít páskový vodič. Indukčnost přímého vodiče obélníkovitého průřezu z nemagnetického materiálu určíme ze vztahu

$$L = 0,0021 \ln \frac{2l}{d_1 + d_2} + 0,2235 \cdot \frac{d_1 + d_2}{l} \quad [\mu H; cm] \quad (26)$$

kde d_1 a d_2 jsou šířka a tloušťka vodiče v cm. Pásek se nejlépe zhotoví z plechu Cu o tloušťce asi 1 mm. Postup výpočtu je zcela shodný.

Ještě několik slov k povrchové úpravě vnitřního vodiče. Je známo, že povrch vodiče by měl být co nejvyšší. Nejlepší vlastnosti má stříbro, ovšem čistá měď není o mnoho horší. Navíc dokonalé postříbření je velice vzácné, běžné stříbření vytvoří pórovitou vrstvu, která měrnou vodivost spíše zhorší. Na kmitočtech UHF se vliv povrchu na jakost projevuje minimálně. Uvažujeme-li, že hloubka vrstvy δ je např. pro stříbro 10^{-2} až 10^{-4} , pak se na zhoršení jakosti podle mikroskopické teorie, která řešením těžko odstraní. Proto se spokojíme s tím, že pro rezonátor vyherenou trubku či pásek bez větších škrobov a povrch očištění a letmo přeleštíme. Mikrotrniny si můžeme odstranit jemným česle obr. 66.



Obr. 66. K otázce povrchového jevu (skinefektu)

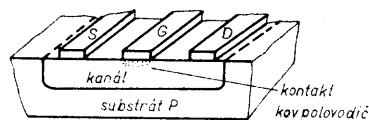
U takto drsného povrchu je dráha proudu asi $1,41 \times$ delší, tzn., že o stejný součinitel se zvětší i vř povrchový odpor. Pro informaci určíme jakost Q_v filtru pro 500 MHz, který byl popsán. Nejprve z (18) určíme ztrátový odpor R . Po dosazení $\delta_v = 6 \cdot 10^{-7} S/m$ dostáváme, že $R = 0,022 \Omega$, dosadíme do (19) a po vyčíslení obdržíme $Q_v = 4032$. Jakost Q_L se značně zmenší vlivem malé jakosti skleněných trimrů (max. řádu 10^2). Např. pro $Q_C = 200$ dostáváme z (12), že $Q_v = 190$! Z toho vidíme, že jakost kondenzátoru je mnohem důležitější, než nějaká ta trhlina na vodiči rezonátoru. Průchozí útlum se znatelně zvětší i tehdy, navrhne-li obvod pro C_v např. 6 pF (kratší vodič), neboť se zhorší poměr L/C_v .

9. Úzkopásmové zesilovače s FET

9.1 Co jsou to unipolární tranzistory?

Název unipolární tranzistor odpovídá tomu, že tyto tranzistory mají činnou oblast, v níž se signál zesiluje, pouze jednoho typu vodivosti. Jde o tzv. tranzistory FET (tranzistory řízené polem), u nichž je tok nosičů jednoho druhu ovládán vnějším elektrickým polem.

Běžné FET se dnes vyrábějí epitaxně planární technologií na křemíku. Do základního materiálu typu p (substrát) je nadifundován polovodivý kanál typu n, v kanálu je vytvořen přechod p-n. Ke každému konci kanálu je připojena elektroda, emitor (source), kolektor (drain). Mezi těmito elektrodami teče proud I_D ze zdroje napětí. V místě závěrné pólované přechodu p-n je připojena řídicí elektroda — báze (gate), na ní se přivádí napětí U_{GS} , jehož změnou se mění šířka ožucené oblasti přechodu p-n. Tato změna vyvolá změnu efektivního průřezu kanálu, tedy změnu jeho odporu a tím změnu proudu tekoucího kanálem. Ovládání proudu I_D změnou napětí U_{GS} je jednou z charakteristických vlastností unipolárních tranzistorů.



Obr. 67. Struktura tranzistoru MESFET

V kmitočtové oblasti pro nás zajímavé budeme pracovat hlavně s tranzistory MOSFET zpravidla se dvěma řídicími elektrodami (dual-gate). Takovému provedení unipolárního tranzistoru říkáme tetroda. Vnitřní struktura MOSFET je odlišná od JFET, řídicí elektroda není od kanálu oddělena přechodem p-n, ale tenkou vrstvou izolantu, zpravidla SiO_2 . Napětí přiváděné na řídicí elektrodu vytvoří ve vrstvě izolantu na povrchu kanálu elektrické pole, které proniká až dovnitř kanálu, mění jeho vodivost a tím řídí jeho proud. Tranzistory jsou velice citlivé na pronášení elektrostatickým nabitím, proto jsou řídicí elektrody obvykle chráněny Zenerovými diodami.

Další velkou skupinou unipolárních tranzistorů, která nabývá stále většího významu a využití, jsou tranzistory MESFET. Ty mají tzv. Schottkyho hradlo, což znamená, že kovové hradlo vytváří s polovodivým kanálem Schottkyho bariérovou diodu (kontakt kovu s polovodivcem), obr. 67. Kanál může být křemíkový, ale dnes se téměř výhradně používá arzenid gallia (GaAs) a tranzistory se označují jako GaAs-FET. U MESFET lze vyrobit kanál kratší než 1 μm , což umožňuje dosahovat mezního kmitočtu řádu desítek GHz. Tyto tranzistory ovládají pásmo SHF (centimetrové vlny), ale levnější typy jsou určeny i pro aplikace v UHF. UHF MESFET jsou dvoubázové tetrody s kanálem n, SHF MESFET se vyrábějí jednobázové (single-gate), ale se dvěma emitery.

Výhody a nevýhody FET při srovnání s bipolárními tranzistory s ohledem na aplikaci v zesilovačích na VHF a UHF: FET mají velkou vstupní a výstupní impedanci, tzn. že jakýkoli zesilovač musí mít na vstupu i výstupu přizpůsobovací obvod, který je vždy laděný. K impedanci 75 Ω lze FET velmi dobře přizpůsobit pro úzké pásmo (20 MHz) laděným obvodem, nebo pro širší pásmo (~50 MHz na UHF) jednoduchým až složitým přizpůsobovacím obvodem. Velké širokopásmovosti nelze u FET dosáhnout, protože se zvětšující se šířkou pásma se zvětšují i ztráty. FET vynikají lineární a možností regulovat zisk ve velmi širokém rozsahu (až 50 dB). Pro tyto vlastnosti ovládají MOSFET nejprve vstupní jednotky VKV a později i televizní kanálové voliče s velkou odolností proti křížové modulaci. Ve voličích UHF se dnes objevují i MESFET, které mají v tomto směru ještě lepší vlastnosti. FET dosahují v pásmu UHF většího zisku než bipolární tranzistory (16 až 20 dB/800 MHz), proto pro běžné aplikace postačuje jednoduchý zesilovač. Po šumové stránce není mezi „bipoláry“ a FET velkých rozdílů, v pásmu UHF mají běžné MOSFET šumová čísla zhruba o 0,5 až 1 dB horší než špičkové bipolární tranzistory, rozptýlí jejich F je ovšem poněkud větší. Lépe jsou na tom UHF MESFET, s nimiž lze dosáhnout šumových čísel mírně lepších než např. s BFQ69 a tento rozdíl se zvětšuje se zvyšujícím se kmitočtem. Tranzitní kmitočet je u MOSFET nižší, ale vývoj GaAs-FET zlepšil tento parametr až o řád. V amatérské praxi se s FET

pracuje poněkud hůře. Jsou velmi citlivé na elektrostatickou elektřinu, na přepětí, rovněž zhoršení parametrů několikanásobným pájením je pravděpodobné. FET mají větší náchylnost k nestabilitě vlivem zpětnovazební reakce. Proto práce s „unipolární“ vyžaduje více zkušeností, nastavení zesilovače je obtížnější. Úplnému začátečníkovi se lépe pracuje s bipolárními tranzistory. Je to způsobeno i tím, že práci s FET nebyla zatím v našem odborném tisku věnována větší pozornost.

Jak pracovat s FET

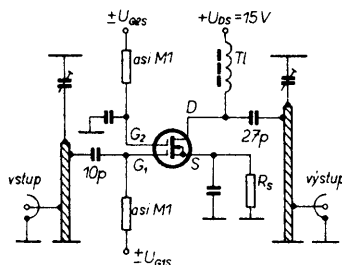
Práce s unipolárními tranzistory má své specifické rysy, které se při používání bipolárních tranzistorů neobjevují, anebo jsou méně podstatné. Největším nepřítelem FET je statická elektřina. Moderní tranzistory jsou sice opatřeny ochrannými diodami, to ovšem neznamená, že problémy se statickou elektřinou odpadnou. Statická elektřina hrozí FET především „na střeše“. Vyvarujme se neuzemněných konstrukcí (ty by se neměly vůbec vyskytnout!). Nelze-li konstrukci uzemnit, uzemníme stínění sousedního kabelu drátem na radiátor, atd. Pozor na antény s celovlnným zářičem, který je izolován od nosné konstrukce antény. V tomto případě můžeme dipól uzemnit v tlumivkami či použít vhodný symetrizační člen. Jednoduše řečeno, musíme zajistit spoj stínění kabelu s uzemněnou nosnou konstrukcí. Pozor však, abychom to se zemněním nepřehnali, např. tím, že uzemníme i zdroj pro napájení zesilovače po kabelu „třetím kolíkem“ zástrčky v síťové zásuvce. Zdroj zásadně nezemníme. Dále bychom neměli při pájení transformátorovou pistolovou páječkou stisknout spínač páječky při hrotu páječky v bezprostřední blízkosti, nebo dokonce na některém z vývodů FET. Nemáme-li mikropáječku, zapínáme transformátorovou páječku ve větší vzdálenosti od pájeného tranzistoru, stejně postupujeme i při vypínání.

Elektrody FET necinujeme, jsou stříbřené. Jsou-li zoxidované, opatrně vrstvu seškrábeme žiletkou. Každé pájení tranzistoru navíc může zhoršit jeho vlastnosti. Proto před pájením důkladně vyzkoušejte polohu tranzistoru v určeném místě, míru zkrácení nožiček, atd. FET jsou citlivé na přehřátí, proto je budeme pájet jako poslední. Před zapájením FET můžeme krabičku vymýt lihem, FET však nemýjeme lihem ani vodou!! Molekuly vody přítomné v lihu pronikají pouzdrem a mohou změnit vlastnosti tranzistoru. Z běžných tavidel používejte kalafunu.

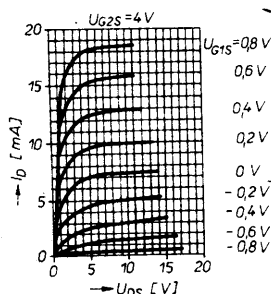
9.2 Nastavení pracovního bodu FET

U tranzistorů řízených polem rozumíme pracovním bodem napětí U_{GS} řídicí elektrody (u MOSFET U_{G2S} , popř. U_{G1S}) a proud kanálem I_D . Naprostá většina MOSFET je napájena napětím $U_{DS} = 15$ V, MESFET nejčastěji 6 až 8 V. Napětí U_{G2S} bývá 2,0 až 4 V, proud I_D okolo 10 mA. V některých zapojeních se používá i malé předpětí $U_{G1S} = -0,5$ až $+1$ V. Správně nastavený pracovní bod je prvním předpokladem pro dobrou funkci zesilovače. Na obr. 68 je základní zapojení kanálového zesilovače na UHF. Zesilovač na VHF se liší pouze provedením rezonančního obvodu.

Stejně jako u bipolárního tranzistoru, tak i u FET se udávají stejnosměrné



Obr. 68. Základní zapojení zesilovače s MOSFET



Obr. 69. Výstupní charakteristiky tranzistoru BF960

charakteristiky, vyjadřující vzájemné závislosti napětí U_{DS} , proudu I_D a napětí U_{G2S} , popř. U_{G1S} . Na obr. 69 je výstupní charakteristika tranzistoru BF960 pro $U_{G2S} = 4$ V. Vidíme na ní, že lze změnou napětí U_{G1S} měnit proud I_D . Optimální pracovní bod tohoto tranzistoru je $U_{G2S} = 4$ V, $I_D = 7$ mA při $U_{DS} = 15$ V. Z obrázku vidíme, že proud $I_D = 7$ mA teče kanálem při $U_{G1S} = 0$ V. V běžných případech se G_1 nechává bez předpětí. Zmíněné stejnosměrné charakteristiky jsou typické, informativní a platí pro většinu tranzistorů tohoto druhu. Parametry ovšem kolísají a např. proud I_D může podle výrobce kolísat v rozmezí 2 až 20 mA! Zjistíme-li, že náš tranzistor má při $U_{G1S} = 0$ V a $U_{G2S} = 4$ V proud I_D více odlišný od proudu pro nejmenší šum, pak o tomto tranzistoru nelze říci, že je vadný, ale musíme se vhodným způsobem postarat o to, abychom proud zkorigovali. Např. u tohoto tranzistoru je optimální odběr proudu 7 mA. Bude-li proud $I_D = 4$ až 12 mA, šumové číslo se nezhorší, protože závislost $F = f(I_D)$ je velmi plochá. Je-li odchylka větší, pak lze proud korigovat několika způsoby. Nejčastěji je proud větší, zmenšit jej můžeme tím, že na G_1 přivedeme záporné napětí, což je ovšem nepraktické řešení. Proto se proud koriguje napětím U_{G1S} pouze tehdy, je-li jej třeba zvětšit (kladné předpětí). Proud lze zmenšit výhodněji změnou R_S , jehož odpor může být např. 120 Ω nebo i větší (do 470 Ω) při $U_{DS} = 15$ V.

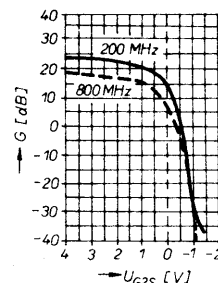
Jak lze volbou U_{G2S} (4 až -2 V) regulovat zisk, je zřejmé z obr. 70. V tab. 12 jsou dostupné evropské MOSFET, včetně naší řady KF..., a jejich základní parametry. Na obr. 71 je pouzdro, elektrody a označení MOSFET.

9.3. Kanálové zesilovače s unipolárními tranzistory

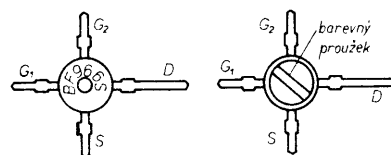
Tyto zesilovače se nejčastěji realizují s kapacitně zkráceným vedením $\lambda/4$. Návrh rezonančního obvodu bude tedy obdobný jako v článku 8.2, ovšem s přihlédnutím ke specifickým vlastnostem FET.

Výkonové a šumové přizpůsobení tranzistorů

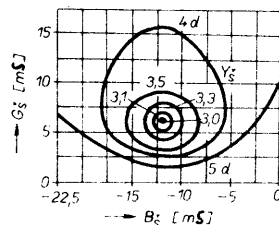
Každý tranzistor, ať bipolární nebo unipolární, vyžaduje pro šumové přizpůsobení jiný odpor zdroje než pro výkonové přizpůsobení. Výrobce označuje tento odpor jako $R_{G_{opt}}$ nebo udává šumový odpor R_N . Nejčastějšími informacemi jsou „souřadnice“ pro šumové přizpůsobení, které se nejčastěji udávají křivkami konstantního šumového čísla v pravoúhlém nebo kruhovém admitančním (impedančním) diagramu. Bod pro optimální šumové přizpůsobení, tedy pro minimální šumové číslo, pak označujeme jako optimální admitanci zdroje pro šumové přizpůsobení, $Y_s = G_s + jB_s$, obr. 72. Křivky konstantního šumového čísla jsou přehledněji znázorněny v pravoúhlém diagramu, ovšem pro grafické řešení úloh se přenášejí do kruhového Smithova diagramu. Zde se všechny admittance či impedance udávají většinou v normovaném tvaru, čili vztahené k určité vodivosti, např. $Y_0 = 20$ S (odpovídá impedanci $Z_0 = 50 \Omega$). Podobným způsobem se vynášejí eliptické svazky křivek konstantního výkonového zesílení s ohniskem odpovídajícím admitanci ideálního výkonového přizpůsobení. Při návrhu přizpůsobovacího obvodu je cílem střed Smithova diagramu. Vstupní obvod navrhujeme tak, aby přetransformoval vstupní im-



Obr. 70. Řízení zisku napětím U_{G2S} u tranzistoru BF960 ($U_{DS} = 15$ V, $U_{G1S} = 0$ V, $I_D = 7$ mA)



Obr. 71. Pouzdro a označení MOSFET (barevný proužek fialový — KF907, žlutý — KF910, oranžový — KF966, zelený — KF964, bílý — KF982)

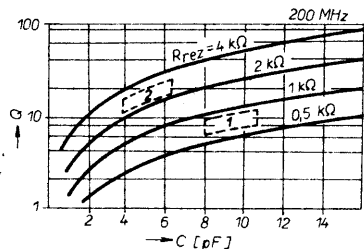


Obr. 72. Křivky konstantního šumového čísla v rovině vnitřní admittance $Y_s = G_s + jB_s$ zdroje signálu

pedanci (75 Ω) na impedanci tranzistoru potřebnou pro šumové či výkonové přizpůsobení. U běžných bipolárních tranzistorů není mezi oběma přizpůsobeními velký rozdíl, velikost šumového odporu R_s je v pásmu UHF většinou o něco menší než 75 Ω. U některých tranzistorů není R_s udán, čehož důsledkem je, že minimálního šumového čísla lze dosáhnout obtížně.

Šumové přizpůsobení MOSFET

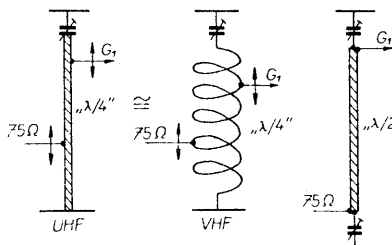
U těchto tranzistorů je rozdíl mezi oběma přizpůsobeními o něco větší. Bohužel, souřadnice optimální admittance zdroje pro minimální šum se udávají velmi zřídka. MOSFET lze přizpůsobit pro relativně úzké pásmo. Podle typu přizpůsobovacího obvodu a jeho pracovní jakosti lze MOSFET přizpůsobit např. na UHF od šířky jednoho kanálu až po několik kanálů. Další zvětšování šířky pásma má za následek zhoršení parametrů, hlavně zisku G . Vstupní obvod musí kromě požadované transformace impedance, např. rezonátorem $\lambda/4$, mít určitý činitel jakosti Q , který je úměrný rezonančnímu odporu, a který je v přímé souvislosti s ladící kapacitou obvodu. Na obr. 73 je tato závislost pro MOSFET BF900 (Texas Instruments), jehož ekvivalentem je BF961 (Siemens) a



Obr. 73. Podklady pro návrh rezonančního obvodu zesilovače s tranzistorem BF900 (Texas I.); 1. vstupní, 2. — výstupní obvod

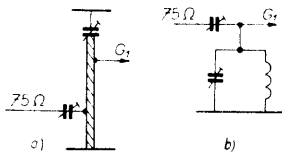
blízkým příbuzným i náš KF910. Z obrázku vidíme, že jakost obvodu je na kmitočtu 200 MHz malá, $Q = 10$ až 25. To plyne i ze skutečnosti, že unipolární tranzistory nevyžadují pro šumové přizpůsobení obvod s velkou jakostí, ale naopak více či méně zatlučený, což je výhodou i nevýhodou.

U velmi selektivních zesilovačů realizujeme vstupní a výstupní obvod nejčastěji zkrácenými rezonátory $\lambda/4$. U kmitočtů nad 1 GHz se hlavně v zahraničí setkáváme i s oboustranně zkrácenými rezonátory $\lambda/2$, obr. 74. U čtvrtvlnných rezonátorů je nutné najít polohu odboček, u půlvlnných jsou od-



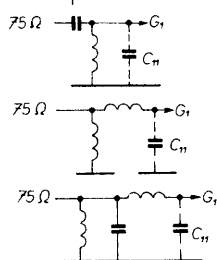
Obr. 74. Rezonanční obvody s rezonátorem $\lambda/4$ a $\lambda/2$

bočky na koncích vnitřních vodičů. Odbočky můžeme zvolit pevné a přizpůsobení upravit kondenzátorem, obr. 75a. Velmi výhodné je umístit obě odbočky až na živém konci vnitřního vodiče a přizpůsobení nastavit kondenzátorem, obr. 75b. Realizace naráží ovšem na nedostatek vhodných kapacitních trimrů, laděných v sérii.



Obr. 75. Jiné způsoby přizpůsobení v rezonančním obvodu $\lambda/4$

Pro širší pásmo lze MOSFET přizpůsobit různými obvody s malou jakostí. Na obr. 76 jsou příklady jednoduchých obvodů — transformátorů, které lze s výhodou řešit pomocí Smithova diagramu, známe-li výchozí souřadnice. Při návrhu musíme počítat se vstupní ka-



Obr. 76. Jednoduché obvody s malou jakostí pro přizpůsobení MOSFET

pacitou tranzistoru C_{11} a ve výstupním obvodu, který přizpůsobujeme vždy výkonově, s kapacitou C_{22} . Nelze jednoznačně říci, zda dosáhneme lepšího přizpůsobení silně zatlučeným obvodem nebo selektivnějším obvodem $\lambda/4$. Lze se domnívat, že u MOSFET umožní dobře navržený více zatlučený vstupní obvod více se přiblížit minimálnímu šumovému číslu, hlavně do kmitočtů IV. TV pásma. Realizace takového obvodu pro nejvyšší kanály V. TV pásma se ani při podrobném konstrukčním návodu neobejde bez polyskopu. Určité cesty v tomto směru naznačil ing. R. Peterka v AR A4/87. Pro nejvyšší kmitočty jsou pro amatéra lépe realizovatelné klasické obvody $\lambda/4$. Praxe naznačuje, že tyto obvody umožní na nižších kmitočtech dosahovat šumových čísel o několik desetín dB horších, než u obvodů s větší šířkou pásma. Objektívni srovnání je nesnadné, protože parametry MOSFET mají značný rozptyl, takže měřit by se muselo stále s jedním tranzistorem — při násobném pájení FET však nelze vyloučit zhoršení jeho parametrů. Dále se budeme zabývat návrhem zesilovačů na bázi rezonátorů $\lambda/4$, a to z několika důvodů:

- jde o základní a nejrozšířenější princip dobře realizovatelný i na nejvyšších kmitočtech,
- podrobnějším návrhem kanálového zesilovače s FET se na stránkách AR dosud nikdo nezabýval,
- v tomto čísle je řešena řada problémů vyžadující úzkopásmový zesilovač.

V takovém zesilovači musí mít hlavně vstupní obvod požadovaný rezonanční odpor R_{rez} . Výrobce doporučuje navrh-

nout selektivní obvod tak, aby jeho šířka pásma B , pracovní jakost Q_p , rezonanční odpor R_{rez} a ladící kapacita C_0 pro kmitočet f_0 byly vzájemně vázány podle vztahů:

$$Q_p = f_0/B \quad (26),$$

$$Q_p = \omega_0 C_0 R_{rez} = \omega_0 C_0 / G_{rez} \quad (27).$$

Vidíme, že R_{rez} lze vyjádřit rezonanční vodivostí obvodu G_{rez} , kterou určíme ze vztahu

$$G_{rez} = g_{11} + G_{vst} \quad (28),$$

$$a \quad G_{rez} = g_{22} + G_{vyst} \quad (29)$$

pro výstupní obvod. Je zřejmé, že k výpočtu budeme potřebovat tyto parametry tranzistoru: $y_{11} = g_{11} + jb_{11}$, $y_{22} = g_{22} + jb_{22}$ a dále moduly parametrů S , $|S_{11}|$ a $|S_{22}|$, z nichž určíme vstupní a výstupní impedance tranzistoru, neboť ty přímo udávají vstupní či výstupní činitel odrazu. Uvážíme-li, že obě impedance MOSFET jsou v pro nás uvažovaných kmitočtových pásmech vždy větší než 50 Ω (vztažná impedance pro normované hodnoty), pak impedance nebo vodivost určíme ze vztahu

$$Z_{vst} = 1/G_{vst} = \text{ČSV} \cdot 50 =$$

$$= (1 + |S_{11}|)/(1 - |S_{11}|) \quad (30)$$

a stejně Z_{vyst} pomocí $|S_{22}|$. Vypočtená rezonanční vodivost musí dále vyhovovat vztahu

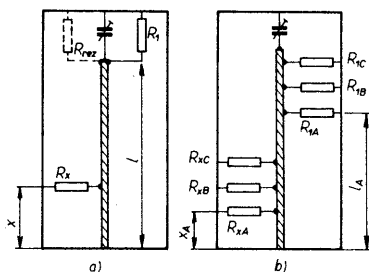
$$1/G_{rez} = R_{rez} = 2Z_0(1/R) \frac{1}{1 + (\omega_0 C_0 Z_0)^2} \quad (31),$$

kde R je ztrátový odpor rezonátoru o délce l , Z_0 impedance dutiny a C_0 ladící kapacita obvodu. Na obr. 73 vidíme, jak lze pro kmitočty VHF vypočtený obvod dobře realizovat, vezmeme-li v úvahu, že např. pro šířku pásma 8 až 20 MHz vychází z $f_0 = 200$ MHz pracovní jakost $Q_p = 25$ až 10.

Je pravděpodobné, že pro kmitočty UHF musíme vycházet ze stejného vztahu. Na UHF se impedance tranzistoru zmenšují a při velmi selektivním obvodu ($B = 10$ MHz) se zvětšuje i jakost Q . Ladící kapacita C_0 pak vychází řádu desítek pF, což je těžko realizovatelné (velmi krátký rezonátor). S ohledem též na to, že Q je úměrné poměru L/C_0 , je zřejmé, že vztah (27) potvrzuje původní domněnku — unipolární tranzistory potřebují pro přizpůsobení zatlučený obvod. Problém lze však řešit i pro selektivní zesilovače, jejichž rezonátory jsou zkracovány do rezonance kapacitou řádu jednotek pF. Při návrhu takového obvodu musíme jeho jakost Q , tedy i R_{rez} , zmenšit vhodným navázáním vstupu či FET k rezonátoru na pracovní jakost Q_p . Odbočky musí být zároveň navázány tak, aby se odpor antény 75 Ω transformoval na odpor pro šumové přizpůsobení, a to v místě připojení FET. Impedance tranzistoru pro šumové přizpůsobení je menší než pro přizpůsobení výkonové a její velikost je v pásmu UHF (do 1 GHz) nejčastěji v rozmezí 300 až 400 Ω. Navážeme-li k rezonátoru v místě x odpor R_x (75 Ω), obr. 77a, transformuje se odpor podél vnitřního vodiče podle vztahu

$$R_1 = R_x \frac{\sin^2 2\pi (l/\lambda)}{\sin^2 2\pi (x/\lambda)} \quad (32).$$

Z čl. 8.2 víme, že takto navázaný odpor antény galvanickou vazbou



Obr. 77. Transformace odporu připojeného na rezonátor

obvod tlumí, a to tím více, čím „výše“ je odpor navázán. To potvrzuje i poslední uvedený vztah, neboť obvod se po připojení R chová tak, jako kdybychom k jeho rezonančnímu odporu R_{rez} paralelně připojili přetransformovaný odpor R_1 . Pozornému čtenáři neunikne, že pro transformaci odporu 75Ω na vstupní impedanci tranzistoru podle vztahu pro R_1 je několik možných vzájemných poloh odboček, obr. 77b. A právě toho využijeme k tomu, abychom vstupní odbočkou zatlumili obvod na pracovní R_{rez} , blíží se G_{rez} (vztah (28)).

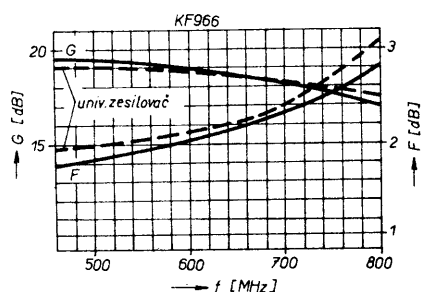
Jako příklad navrhne rezonanční obvod $\lambda/4$ na kmitočtu 800 MHz pro tranzistor KF966, který nahrazuje výběhový KF907. V katalogu najdeme, že $|y_{11}| = 11,45 \text{ mS}$ s fázovým úhlem $\alpha = 81,7^\circ$, po přepočtu $y_{11} = 1,65 + j11,33$. Dále určíme vstupní impedanci z parametru $|S_{11}| = 0,8840$ s fázovým úhlem $\alpha = -59,3^\circ$. Podle (30) je $Z_{\text{vst}} = 812 \Omega = 1/1,23 \text{ mS}$. Potom rezonanční vodivost $G_{\text{rez}} = 1,65 + 1,23 = 2,88 \text{ mS}$, čili $R_{\text{rez}} = 347 \Omega$. Stojí za povšimnutí, že G_{rez} je velmi blízká vstupní šumové vodivosti $G_s \approx 3 \text{ mS}$ (800 MHz). Abychom mohli porovnat parametry různě jakostních obvodů, navrhne dvě různé dutiny. Jednu o Z_0 asi 75Ω a $D/d = 20/6 \text{ mm}$ a druhou o Z_0 asi 130Ω a $D/d = 20/2,5 \text{ mm}$. Vnitřní vodiče jsou měděné. Podle vztahů (22) až (24) vyjdou pro $C_0 = 4 \text{ pF}$ délky rezonátorů $l_1 = 27 \text{ mm}$ ($\varnothing 6 \text{ mm}$) a $l_2 = 23 \text{ mm}$ ($\varnothing 2,5 \text{ mm}$). Těmto vnitřním vodičům odpovídají ztrátové odpory $R_1 = 0,016 \Omega$, $R_2 = 0,025 \Omega$ a rezonanční odpory $309 \text{ k}\Omega = 279 \text{ k}\Omega$. Výpočet R_{rez} je velmi přibližný, odpor se zmenšuje vlivem ztrát až o jeden řád. Ale i s ohledem na tento fakt je zřejmé, že obvod je nutné ztlumit. Vyčíslíme-li ztráty v rezonátoru (jako útlum sousošého vedení), zjistíme, že jsou nejvýše řádu 10^{-2} dB i u tenkých vodičů. Tyto

malé ztráty spolu se značně velkým R_{rez} napovídají, že v praxi budou změny ztrát vlivem různých geometrických rozměrů rezonátorů zanedbatelné.

Přejdeme nyní k určení odboček. Z mnoha běžných kombinací bylo experimentálně zjištěno, že minimálního šumového čísla dosahovaly MOSFET tehdy, byla-li odbočka na vstupu zhruba v $1/3$ délky l od studeného konce a odbočka na G_1 tranzistoru asi v $1/3$ až $1/4$ délky l od živého konce. V diagramu na obr. 78 jsou v závislosti na kmitočtu délky vnitřních vodičů ($l_{1,2}$), vstupní odbočky ($a_{1,2}$), odbočky na G_1 ($b_{1,2}$) a rozměry dutin pro různé vnitřní vodiče. Polohy odboček byly zjištěny pro šumové přizpůsobení. Pokud by bylo cílem přizpůsobení výkonové, musíme vycházet z optimální admitance Y_v zdroje pro výkonové přizpůsobení. Jelikož mají FET velmi malou vnitřní zpětnou vazbu (y_{12}), můžeme tuto admitanci se zanedbatelnou chybou aproximovat parametrem y_{11} , popř. y_{22} na výstupu. Měření prokázala, že pro šumové přizpůsobení bylo na vstupu zesilovače optimální ČSV = 2 až 2,5. Zisk zesilovače byl zhruba o 2 dB menší než při výkonovém přizpůsobení. Pro výkonové přizpůsobení je třeba vstupní odbočku posunout o něco níže (asi na $1/4 l$) a odbočku na G_1 o něco výše — její polohu určíme transformací odporu $R = 75 \Omega$ podle vztahu (32) na vstupní impedanci tranzistoru zjištěnou z parametru S_{11} . Zde již mohou být mezi tranzistory větší rozdíly. Musíme počítat s tím, že při výkonovém přizpůsobení bude šumové číslo o 1,5 až 2 dB větší. Tím, že je odbočka navázána níže, zúží se o něco pracovní pásmo. Ve výstupním obvodu volíme pro jednoduchost délku vnitřního vodiče stejnou jako na vstupu, i když by teoreticky mohla být větší. Výstupní impedance MOSFET je řádu $\text{k}\Omega$ a jelikož výstupní dutinu přizpůsobujeme spíše výkonově, umísťujeme výstup z tranzistoru až na živý konec vodiče. Výšku výstupní odbočky (75Ω) pak volíme s ohledem na šířku pásma zesilovače. Je vhodné mírně tlumit i výstupní obvod a odbočku navázat poněkud výše (asi $1/4 l$). I přes vzniklé nepřizpůsobení stojaté vlny nevzniknou, bude-li zátěž na konci kabelu přizpůsobena. I když se parametry tranzistorů mírně mění i u jednoho typu (mění se např. s proudem I_D), nejsou polohy odboček příliš kritické a můžeme je použít i u jiných typů MOSFET pro pásmo UHF. V diagramu na obr. 78 jsou vyneseny i

polohy odboček ($a'_{1,2}$) pro $Z_{\text{vst}} = 37,5 \Omega$, kterou dostaneme paralelním sfázováním dvou antén sousošým kabelem.

Zkoušky prokázaly, že parametry zesilovačů, realizovaných v různých dutinách podle obr. 78, se téměř nelišily. Pro běžnou praxi tedy vystačíme s „menšími“ dutinami s dobrým kondenzátorem, pro nejlepší parametry volíme jakostnější dutinu ($\varnothing 6 \text{ mm}$ nebo tomu odpovídající pásek $12 \times 1 \text{ mm}$) se vzduchovým kondenzátorem na vstupu. Použití méně jakostní dutiny se skleněným trimrem se projeví mírným zmenšením zisku a zhoršením šumového čísla o 0,2 až 0,3 dB. Zhoršení parametrů spadá především na vrub horší jakosti ladicího kondenzátoru a zvětšuje se se zvětšující se kapacitou trimru, proto vždy hradíme co největší část jeho kapacity keramickým kondenzátorem. Šířka pásma zesilovače se mění minimálně a pohybuje se okolo 12 MHz pro pokles 3 dB. S dobrými parametry můžeme realizovat i univerzální zesilovač, který lze proladit v rozsahu K21 až K60. Důležité rozměry vypočteme z tab. 13. Průměrné velikosti parametrů uvedených zesilovačů jsou na obr. 79.



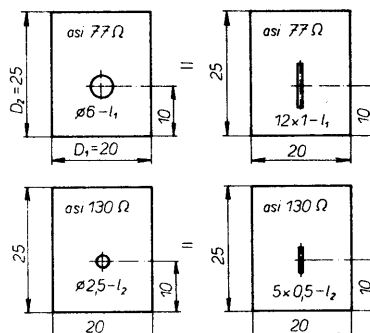
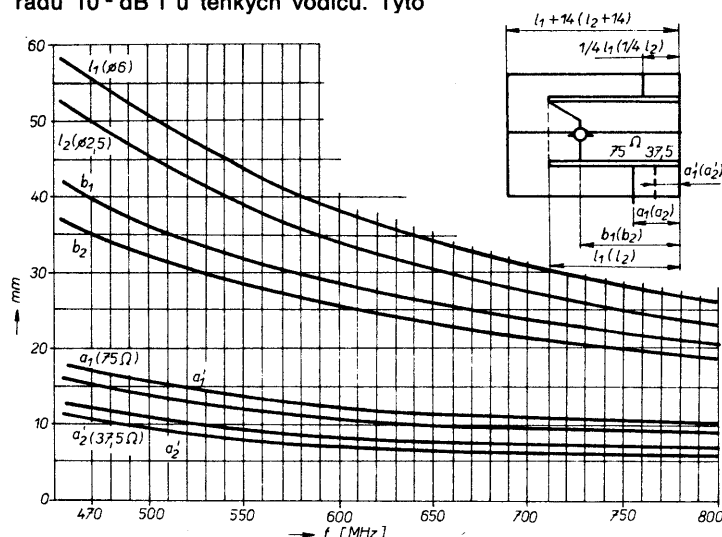
Obr. 79. Parametry zesilovačů s MOSFET v pásmu 470 až 800 MHz

Tab. 13. Rozměry „univerzálního“ kanálového zesilovače

	l	a	b	D_1	D_2
$\varnothing 6 \text{ mm}$	40	13	28	20	25
$\varnothing 2,5 \text{ mm}$	32	10	22	20	25

Paktická realizace kanálových zesilovačů

Kanálové zesilovače budou realizovány v krabičkách z pocínovaného plechu nebo oboustranně plátovaného kuprextitu. Příklad základního uspořádání jednostupňového zesilovače je na obr. 80 a elektrické schéma na obr. 81. Rozměry dutiny určíme z obr. 78. U kanálového zesilovače se hůře rozvádí stejnosměrné napětí uvnitř krabičky. Máme-li respektovat vř hlediska pro uspořádání laděného obvodu, pak je samozřejmě lepší, aby se v okolí vnitřních vodičů vyskytovalo co nej-



Obr. 78. Rozměry dutinových rezonátorů pro MOSFET

Tab. 12. Přehled parametrů MOSFET

Typ UHF	Výrobce	Zisk G [dB]	Šum F [dB]	Prac. bod			C_{11}	C_{12}	Strmost Y_{21} [mS]	Max.		Ekvivalent pro SMD (SOT 143)
				U_{DS} [V]	U_{GS} [V]	I_D [mA]				U_{DS} [V]	I_D [mA]	
BF960	S, P	23/16,5	2,8 (1,6)	15	4	7	1,8	0,8	12	20	30	BF989
BF960S	S	25/18	2,2	15	4	7				20	30	BF989S
BF966	S, P	25/18	2,8	15	4	7	2,2	0,8	18	20	30	BF996
BF966S	S, P	25/18	1,8 (1,0)	15	4	10	2,3	0,8	18	20	30	BF996S
BF980	P	25/18	2,8	15	4	—	2,6	—	18	18	25	BF990
KF907	T	25/18	3	15	4	8	2,5	1,3	14	22	40	
KF966	T	25/18	2,8 (1,5)	15	4	8	2,2	1,2	17	20	30	

Ve sloupci Zisk je uveden zisk pro 200/800 MHz. Ve sloupci Šum je první údaj pro 800 MHz, v závorce pro 200 MHz.

VHF

BF961	S	23	1,8	15	4	10	3,6	1,6	17	20	30	BF995
BF963	S	26	1,5	15	4	10	6,0	2,5	25	20	30	BF993
BF964	S, P	25	1,5	15	4	10	2,5	1	18	20	30	BF994
BF964S	S, P	25	1,0	15	4	10	2,5	1	18	20	30	BF994S
BF965	S	25	1,0	15	4	10	2,5	1	18	20	30	
BF981	P	—	2,0	10	4	—	2,1	—	10	20		BF991
BF982	P	—	1,2	10	4	15	4,0	—	20	20		BF992
KF910	T	25	2,5	15	4	15	5,5	3	20	20	50	
KF964	T	25	1,5	15	4	10	2,3	1,2	17	20	30	
KF982	T	25	1,2	10	4	15	4,0	2,2	25	20	40	

Údaje ve sloupci Zisk a Šum platí pro 200 MHz. S Siemens, T TESLA, P Philips, C_{11} – vstupní kapacita, C_{22} – výstupní kapacita, SMD – povrchová montáž,

méně součástek. Z tohoto důvodu je lepší rozvádět ss napětí vnějším a do jednotlivých dutin přes průchodkový kondenzátor. Abychom nemuseli tlumivku T_1 pájet až při konečné montáži na střeše, dovolíme si umístit ji dovnitř a napětí vyvést přes průchodkový kondenzátor podle obr. 80. Odporový dělič pro napětí U_{GS} můžeme umístit buď vně krabičky, obr. 80a, nebo přímo u G_2 , obr. 80b, čímž ušetříme rezistor, ale za cenu obtížnější změny pracovního bodu. Plynulé změny U_{GS} od nuly počínaje dosáhneme tím, použijeme-li místo děliče odporový trimr vně krabičky (se srážecím rezistorem). V požadavky méně respektující je řešení rozvodu ss napětí vnitřkem podle obr. 82. Je-li dobře provedeno, v běžné praxi vyhoví. Vzniku nežádoucích vazeb zamezíme tím, že místo jedné tlumivky s dlouhými přívody použijeme tlumivek několik a blokujeme je diskovými kondenzátory. Při konstrukci laděných zesilovačů budeme pamatovat na tyto skutečnosti:

— dutinové rezonátory budeme realizovat podle obr. 58b, e, tedy „hlubší“. To proto, že hlouběji posazený vnitřní vodič (i tranzistor) zmenšuje pravděpo-

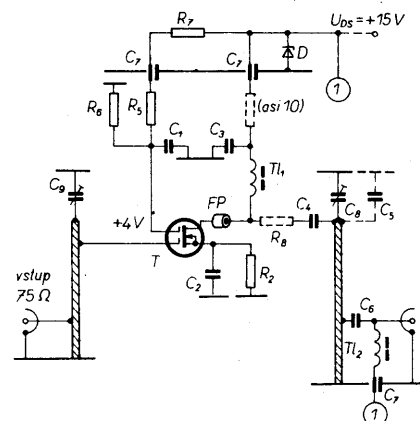
dobnost vzniku kladných vazeb mezi dutinami. Vnitřní vodič v podobě tenkého pásku je výhodnější, protože s tlustší měděnou trubkou se hůře pracuje (pásek se rychleji prohřeje, což oceníme při pájení G_1) a rozladění při „zavíčkování“ je u páskového vodiče minimální;

— přepážku připájíme po celém obvodu a z obou stran. Doporučenou velikost otvoru v přepážce příliš nezměňujeme (možnost vzniku nežádoucí vazby), ale ani nezmenšujeme (zvětšení kapacity na kolektoru);

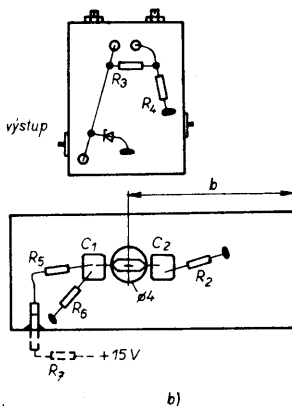
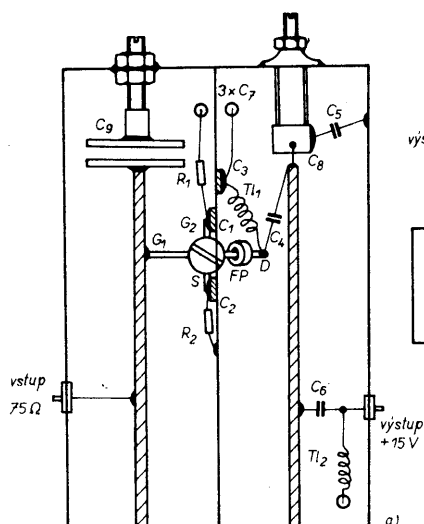
— emitor zkrátíme na minimum, ostatní přívody viz dále;

— blokovací kondenzátory používáme výhradně diskové, nejlépe čipové. Nejsou-li k dispozici, můžeme si je zhotovit (viz dále). Jejich kapacity nejsou kritické.

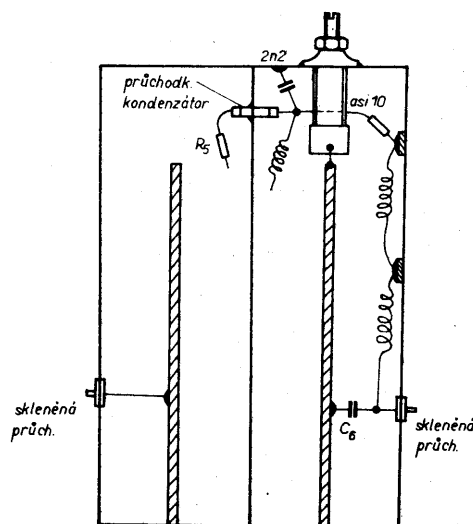
Nejprve zhotovíme krabičku a připájíme přepážku. Trochu zručnosti vyžaduje připájení vnitřních vodičů. Pomůžeme si podpěrkami z tvrdého papíru (obr. 83), jimiž vodič umístíme do přesné polohy a připájíme. Ke koncům vnitřních vodičů připájíme ladící kon-



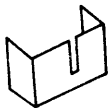
Obr. 81. Elektrické schéma kanálového zesilovače (R_1 – 47 kΩ, R_2 – 120 až 470 Ω, R_3 asi 39 kΩ, R_4 asi 27 kΩ, R_5 – 150 kΩ, R_6 – 82 kΩ, R_7 – 10 Ω, R_8 – 22 až 82 Ω, C_1 , C_2 , C_3 – 330 až 1000 pF, C_4 – 27 pF, C_5 – 1,5 až 2,2 pF, C_6 – 100 až 1000 pF, C_7 – 3× průchodkový kondenzátor 1,5 až 4,7 nF, C_8 – skleněný trimr 0,5 až 4,5 pF, C_9 – vzduchový trimr, viz text, T_1 , T_2 – 12 z drátu o \varnothing 0,25 mm samonosně na \varnothing 4 mm, D – KZ260/V15, FP – feritová perla, toroid, 2 skleněné průchodky)



Obr. 80. Základní koncepce kanálového zesilovače (FP – feritová perla, toroid)



Obr. 82. Rozvod ss napětí uvnitř krabičky



Obr. 83. Podpěrka pro umístění vnitřních vodičů

denzátor. Použijeme-li ve vstupní dutině vzduchový kondenzátor (obr. 64b), musíme jej zevnitř našroubovat dřív, než připojíme vnitřní vodiče. Dále zapájíme všechny průchodky, skleněné i keramické. Do určených míst připojíme blokovací kondenzátory. Místo nejprve vydatně pocínujeme, pak na něj terčík položíme a z druhé strany plechu prohříváme tak dlouho, až polep terčíku splyne s cínovou lázní. Blokovací kondenzátory C_1 a C_2 je lepší použít čipové. Zhotovíme je takto: Z „poduškového“ keramického kondenzátoru (nejlépe TK 724, 725, 744, 745 o velikosti 4x4 mm) odstraníme izolaci. U některých kondenzátorů to jde lépe po prohřátí. „Čip“ pak uchopíme za hrany pinzetou a pájkou prohříváme přívody, až odpadnou. Zkrátíme-li vzdálenost FET od přepážky, nemusíme extrémně zkracovat elektrodu G_1 a navíc tranzistor lépe „sedí“ v otvoru. Dále připojíme R_5 k C_7 , R_2 a R_6 na přepážku, $T_{1,2}$ na $C_{3,6}$ a C_5 k C_8 . Poté připojíme odbočky na rezonátory a pocínujeme vnitřní vodič v místě, kam potom připojíme G_1 . Zbývá zapájet tranzistor. Předtím můžeme vnitřek krabičky vymýt lihem, abychom odstranili zbytky kalafuny. Tranzistoru nejprve zkrátíme vývody. Emitor na 2 mm, G_2 na 3 mm, D na 4 mm a G_1 tak, aby po umístění tranzistoru do žádoucí polohy byla mezi G_1 a vnitřním vodičem vzduchová mezera asi 1 mm. FET nasuneme do otvoru, pinzetou uchopíme za kolektor a přidržíme. Opatrně spájíme emitor s R_2 v místě C_2 . Na vnitřním vodiči rozehrájeme kapku cínu, kterou pak opatrně „přeletíme“ na G_1 . Spájíme G_2 s R_5 a R_6 v místě C_1 a kolektor s C_4 a $T_{1,1}$. Celou konstrukci zkontrolujeme, není-li zkrat na blokovacích kondenzátorech. Připojíme diodu a zesilovač dočasné uzavřeme víčkem (alespoň výstupní dutinu). Dutiny tedy „zavíčkováváme“ každou zvlášť plechem se sraženými rohy, který těsně nasuneme hned pod horní okraj přepážky.

Oživení a nastavení zesilovače

Zesilovač vřadíme do anténního svodu před televizor, na kterém naladíme nejprve silný signál, abychom se lépe zorientovali při přeladování zesilovače. Připojíme napájení a posuzujeme nejprve stabilitu. Nepozorujeme-li při ladění zesilovače na nejlepší obraz, ale ani při vzájemném rozladění dutin žádné nežádoucí jevy, je zesilovač v pořádku a v tomto případě se nebude měnit proud I_D . Je-li zesilovač nestabilní, kmitá-li, zvětšuje se i několika násobně odběr proudu. Měřením odběru proudu můžeme kontrolovat stabilitu i nezátíženého zesilovače. Kmitá-li zesilovač i když je „zavíčkován“, je pravděpodobnější příčinou kmitání zvětšená vnitřní zpětná vazba tranzistoru. V tomto případě na kolektor navlečeme feritovou perličku FP, popř. toroid. Kmitá-li zesilovač i po tomto zásahu, pak musíme do série s kolektorem připojit miniaturní rezistor s odporem nejméně 22 Ω . Stabilizační účinek je úměrný odporu; odpor 82 Ω na UHF

již však znatelně zmenší zisk. Feritový toroid (H22) způsobí nepatrné zmenšení zisku a můžeme jej používat vždy. V žádném případě nesmíme dopustit, abychom provozovali zesilovač, který při ladění jeví známky nestability, byť i na jiném kmitočtu, než na jaký byl pak naladěn! Parazitní oscilace mohou zamožovat široké okolí a znehodnocovat příjem v okolí.

Při velkém zisku zesilovače může na kmitočtu blízkého kanálu místního vysílače vznikat křížová modulace, což neznámá (až na extrémní případ, tj. zahlučený zesilovač), že je zesilovač nestabilní. V naprosté většině případů vzniká křížová modulace především v TVP. V tomto případě se zkrácením zařazením útlumového článku za zesilovač zmenší.

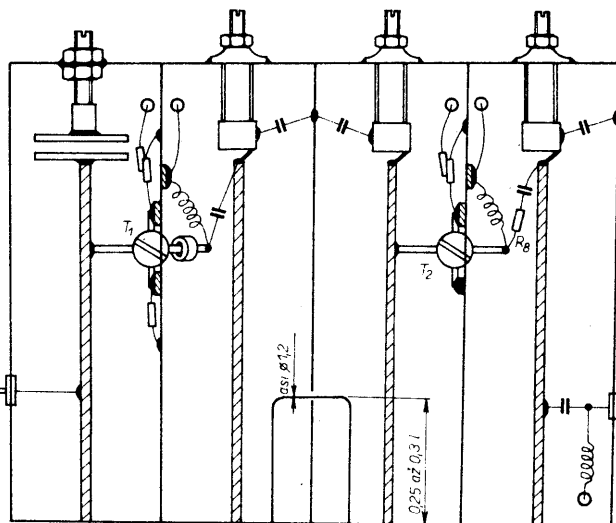
U stabilního zesilovače zkontrolujeme U_{GS} a I_D . Proud lze měnit změnou odporu

R_2 . Před konečným naladěním a „zavíčkováním“ připojíme k trimrům paralelní kondenzátory C_5 . Na požadovaný kmitočet ladíme zesilovač pomocí útlumových článků. Signál zeslabíme tak, aby obraz byl co nejvíce zašuměný. Ladíme při monoskopu, kdy dobře rozeznáme i malé změny velikosti zrna.

Dvoustupňový kanálový zesilovač

Používáme-li velmi dlouhý kabel nebo kabel s velkým útlumem, dvoustupňový zesilovač pro slabý signál většinou nestačí. V tom případě lze použít zesilovač dvoustupňový, který i na 750 MHz dosahuje zisku většího než 30 dB. Použití takového zesilovače dobře zvážíme, neboť jeho stavba je podmíněna většími zkušenostmi při ožívování — větší nároky na stabilitu, náročnější přesné naladění.

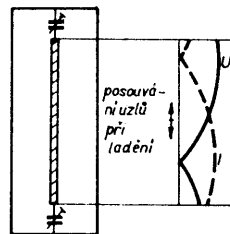
Vazbu mezi stupni používáme volnou (pro větší selektivitu). Konstrukce a rozměry zesilovače vycházejí z dvoustupňového typu (obr. 84). Na T_1 navlékneme vždy feritový toroid, na T_2 připojíme tlumicí rezistor R_8 asi 27 Ω ; je-li to nutné, použijeme rezistor i u T_1 . Tak můžeme účinně zmenšit zisk 2. stupně, je-li pro nás optimální zisk např. 25 dB. Bez tlumicího rezistoru u T_1 a s volněji nastavenou vazbou mezi stupni dosahuje zesilovač v pásmu 470 až 780 MHz zisku asi 38 až 30 dB. Šumové číslo je v průměru o 0,3 dB horší než u dvoustupňového typu.



Obr. 84. Dvoustupňový zesilovač s MOSFET

Kanálový zesilovač s rezonátory $\lambda/2$

V kmitočtové oblasti nad 1 GHz se v praxi používají rezonanční obvody s oboustranně zkrácenými rezonátory $\lambda/2$, obr. 85. Průběhy U a I na půlvlnném rezonátoru jsou na obr. 85. Při ladění se průběhy posouvají. Podobně jako u článku π lze u půlvlnného rezonátoru změnou kapacity ladících kondenzátorů transformovat impedanci v širokém rozsahu. U rezonátoru $\lambda/2$ jsou obě odbočky až na koncích vnitřního vodiče. Rezonátor lze doladovat do rezonance nekonečně mnoha způsoby, protože zvětšíme-li kapacitu na jednom konci, doladíme obvod zmenšením kapacity na konci druhém — z mnoha kombinací musíme nalézt kombinaci vhodnou pro šumové přizpůsobení. Situace vypadá velmi složitě,

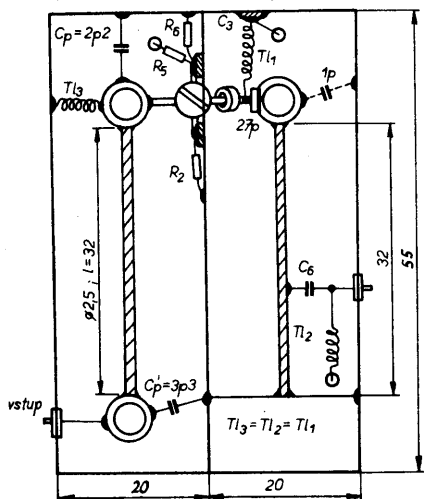


Obr. 85. Oboustranně zkrácený rezonátor $\lambda/2$

tě, avšak praxe ukázala, že na velmi „zrnitěm“ monoskopu lze zesilovač naladit na nejmenší šum neočekávaně rychle, což bylo potvrzeno měřením šumového čísla. Naopak, ladíme-li zesilovač na polyskopu, pak ho v poměrně krátké době naladíme pro výkonové přizpůsobení, ale déle trvá naladit jej na přizpůsobení šumové. Měření potvrdila rozdíl mezi oběma přizpůsobeními. Měřený zesilovač s KF966 dosahoval při šumovém přizpůsobení $F = 2,1$ dB a $G = 17,5$ dB na 750 MHz, kdežto při výkonovém $F = 4,0$ dB a $G = 20$ dB. Zesilovač má výhodu v tom, že ho můžeme přizpůsobit ke skutečné impedanci, která je v daných podmínkách na vstupu zesilovače, a která je v anténě nebo na konci svodu málokdy rovna 75 Ω a to pouze změnou kapacit trimrů, nikoli změnou odboček. Pro tyto skutečnosti se zesilovač např. před televizorem jeví jako nejlepší.

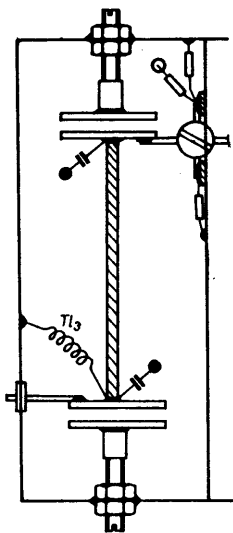
Délka vnitřního vodiče půlvlnného rezonátoru byla experimentálně optimalizována na 750 MHz v dutině o impedanci 130 Ω . Zesilovač byl laděn skleněnými trimry.

Praktickou realizaci vidíme na obr. 86. Půlvlnný rezonátor použijeme pouze na vstup. Protože není vnitřní vodič



Obr. 86. Selektivní zesilovač s půlvlnným rezonátorem (pro jeden kanál v pásmu 720 až 780 MHz)

spojen dokrátka, musíme elektrodu G_1 uzemnit vř. tlumičkou. Odporový dělič pro U_{G2S} je umístěn přímo u G_2 . I u tohoto zesilovače můžeme ke zlepšení F a G použít vzduchové kondenzátory, obr. 87. Vnitřní vodič je v žádané poloze stabilizován paralelními kon-

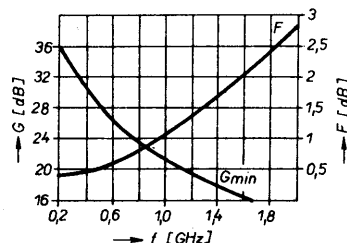


Obr. 87. Půlvlnný rezonátor laděný vzduchovými kondenzátory

denzátory C_p , C'_p , elektrodou G_1 a vstupní průchodkou. Při konstrukci nejprve zevnitř našroubujeme pístky kondenzátorů (s polepy). Mezi ně pak sevřeme vnitřní vodič a připájíme ho k C_p a C'_p a T_L3 . Pak přidáme na konce vodiče druhé polepy trimrů. Mezi oba polepy dáme kousek tvrdšího papíru a opět vnitřní vodič sevřeme a polepy připájíme k vodiči. K vnitřním polepům pak připájíme G_1 a vstupní průchodku.

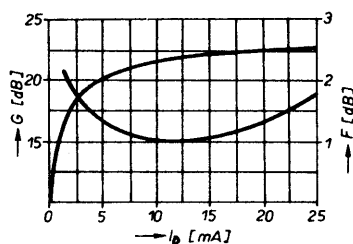
Kanálové zesilovače s MESFET

Počátkem 80. let se v pásmu UHZ začaly aplikovat tranzistory MESFE na bázi GaAs (tzv. „GaAs-FET“), hlavně v jednodušším a levnějším tetrodovém provedení. Lepší typy s mezním kmitočtem několika desítek GHz se používají v „družicovém“ pásmu SHF, kde na 12 GHz běžně dosahují $F = 2$ dB! V zahraničním tisku se občas objeví i použití SHF-MESFET v pásmu UHF. Např. zesilovač s půlvlnnými rezonátory dosahoval s tranzistorem řady MGF $F = 0,55$ dB na 1250 MHz. My se budeme zajímat o levné (do 15,— DM) typy UHF MESFET. Mezi přední představitelé patří typy S3000 a S3030 (Texas Instruments), dále MRF960 a 966 (Motorola). O něco později se objevily MESFET např. od firmy Hitachi — 3SK97, 3SK121, 3SK124, atd. a typy CF300 a CF400 od fy Telefunken. Tyto tranzistory dosahují šumových čísel o něco horších než 1 dB/1 GHz a zisku přes 20 dB/1 GHz. Mají velkou strmost a poměrně malou vstupní kapacitu $C_{11} = 1,1$ až 1,3 pF. Vyznačují se ještě větší odolností proti křížové modulaci než MOSFET. Pracovní bod je nejčastěji: $U_{DS} = 6$ až 8 V, $U_{G2S} = 2$ až 2,5 V, $U_{G1S} = 0$ V a $I_D = 10$ mA. Tranzistory jsou ještě citlivější na přepětí, o čemž svědčí údaje průrazných napětí: $U_{DS} = 12$ V, $U_{G2S} = 4$ V!! V praxi se nejčastěji



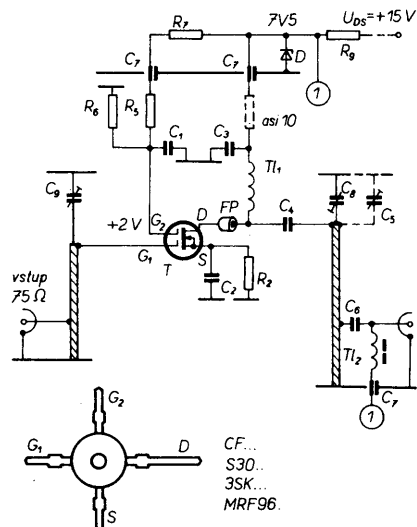
Obr. 88. Parametry GaAs FET typu S3030 ($U_{DS} = 8$ V, $U_{G2S} = 2$ V, $I_D = 10$ mA)

setkáváme s tranzistorem S3030 a CF300 (10,— a 5,50 DM). Na obr. 88 jsou parametry tranzistoru S3030 podle



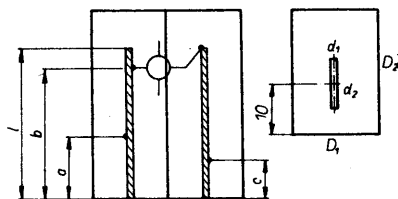
Obr. 89. Závislost zisku G a šumového čísla F na I_D u tranzistoru S3030 (1 GHz, $U_{DS} = 8$ V, $U_{G2S} = 2$ V, $U_{G1S} = 0$ V)

údajů výrobce. Zajímavá je i závislost F na I_D , obr. 89. Obdobné parametry má i CF400 a o něco horší CF300 (1,1 dB/800 MHz). Všechny výše uvedené tranzistory mají ochranné diody a pro práci s nimi platí stejné zásady. GaAs FET můžeme použít do všech popsaných typů kanálových zesilovačů s tím, že u rezonátorů $\lambda/4$ budou odbočky umístěny jinak. MESFET mají ještě větší vstupní impedanci a ještě větší rozdíl mezi šumovým a výkonovým přízpůsobením. V praxi se to projeví tím, že vstupní obvod musí silně zatlučen, obr. 90. Proto je vstupní



Obr. 90. Elektrické schéma kanálového zesilovače s MESFET ($R_2 = 68$ až 180 Ω , $R_5 =$ asi 27 k Ω , $R_6 =$ asi 18 k Ω , $R_9 = 270$ Ω , ostatní jako na obr. 81)

odbočka téměř v polovině délky vnitřního vodiče a tranzistor je připojen až na konci vodiče, popř. o něco níže. Byly realizovány zesilovače s CF300(B) pro K21 a K35 a s S3030 na K28. Praktická měření ukázala, že udávaným parametrem se více blíží zesilovače s tranzistorem CF300, což odpovídá i ohlasům v zahraničním tisku a zkušenostem amatérů. Nelze však říci, že by S3030 byl horší. Tranzistor zřejmě vyžaduje jinou koncepci zesilovače, asi s menším Q_p . Jeho šumové přízpůsobení je náročné (a neznámé!), o čemž svědčí i naměřené údaje. Byl použit v zesilovači na K28, kde dosahoval $G = 24$ dB a $F = 1,8$ dB. I když byly odbočky optimalizovány, rezonanční obvod tranzistoru „neseděl“, protože nejmenší ČSV na vstupu bylo až o 15 MHz výše. Provedení všech zesilovačů bylo stejné, lišily se pouze rozměry dutin — obr. 91, tab. 14, a

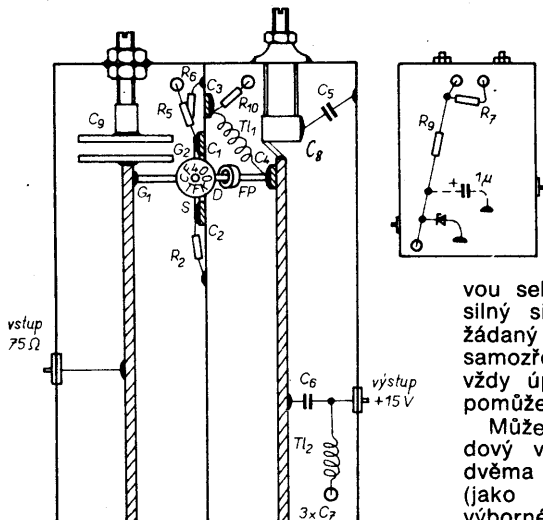


Obr. 91. Rozměry dutin pro tranzistor MESFE

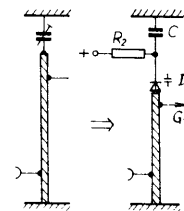
Tab. 14. Rozměry dutin pro tranzistory MESFE

	S3030 K28	CF300 K21	CF300B K21	CF300B K35
l	43	50	55	38
b	41	50	49	38
a	19	22	21	17,5
c	11	13	13	10
D_1	20	20	20	20
D_2	25	25	25	25
d_1	0,5	0,5	0,5	0,5
d_2	12	12	12	12

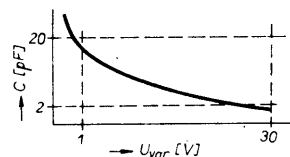
obr. 92. Zesilovač s CF300B na K21 dosahoval $G = 23$ dB a $F = 0,8$ až 1 dB. Vnitřní vodič byl zhotoven z pásku Cu 14×0,5 mm. Ing. Kuncil realizoval stejný zesilovač, ale s rezonátory z trubky Cu o $\varnothing 8$, délky 50 mm a tranzistorem CF300. Parametry byly výborné — $F = 0,6$ až 0,8 dB. U tranzistoru CF300B



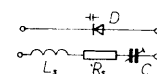
Obr. 92. Zesilovač s MESFET ($R_{10} = 10 \Omega$, ostatní součástky viz obr. 90)



Obr. 93. Náhrada kapacitního trimru varikapem



Obr. 94. Závislost kapacity na napětí u varikapu



Obr. 95. Náhradní schéma varikapu

byla odbočka ve stejné dutině o něco níž, ovšem rozdíl v F byl velmi malý, proto je možné použít odbočku na G_1 až na konci. Zesilovač měl $F = 1,2$ dB/480 MHz. Pro K35 byl v o něco menší dutině použit tranzistor CF300. Zesilovač byl opět velmi kvalitní — $G = 21$ dB a $F = 1,3$ dB.

U žádného ze zesilovačů nebyly zjištěny známky nestability, byl však použit feritový toroid. Na rozdíl od zesilovačů s MOSFET se při naladění zesilovače na jiný kmitočet šumové číslo poměrně rychle zvětšuje (především směrem k vyšším kmitočtům) až asi na 2,5 dB (o 70 MHz výše). Při velkém poměru L/C_0 se rychle zvětšuje šířka pásma a zmenšuje zisk. Vhodný poměr L/C_0 je tedy u MESFET kritičtější a neznáme-li jej, použijme raději kratší rezonátor. Pro horní kanály UHF odvodíme rozměry dutin podobně jako u MOSFET na obr. 78. Lze očekávat, že velmi dobrých výsledků dosáhneme při použití zatlumeného rezonátoru $\lambda/2$. Použití vzduchových kondenzátorů na vstupu je samozřejmé.

10. Dálkově přeladitelné kanálové zesilovače

Použití dálkově přeladitelných kanálových zesilovačů

Ve výhodně položených místech, kde lze zpracovat řadu signálů z několika směrů, jeví se jako velice výhodné použít jednu nebo několik výkonných širokopásmových antén na UHF s anténním rotátorem. Otočná anténa umožňuje vždy optimální nasměrování. V současné době, kdy je síť vysílačů značně hustá, není vzácností zachytit na jednom kanálu několik cizích programů z různých směrů. Velmi často se vyskytuje případ, kdy je slabý signál rušen silným signálem na vedlejším kanále, někdy i ob dva kanály, jde-li o místní vysílač. Vytvořená místa vhodná pro dálkový příjem totiž umožňují rovněž příjem okolních čs. vysílačů, jejichž silné signály jsou spíše pro dálkový příjem ke škodě než k užtku. Je-li slabý signál rušen silným vysílačem na vedlejším kanále, projevuje se to pronikáním silnějšího signálu do slabého a použití širokopásmového zesilovače vede téměř vždy ke zhoršení. V takových podmínkách a v podmínkách místního vysílače (nebo i několika) je použití širokopásmového zesilovače problematické, protože vyžaduje použití i několik odlaďovačů. Navíc běžné konstrukce odlaďovačů nemají takovou

selektivitu, aby odladily vedlejší silný signál, aniž by se zmenšil žádaný signál. Kanálový zesilovač samozřejmě takový problém nevyřeší vždy úplně, ale vždy více či méně pomůže.

Můžeme tedy říci, že např. čtyřobvodový varikap laděný zesilovač se dvěma MOSFET je při velkém zisku (jako třístupňový širokopásmový), výborně lineární a velmi dobré selektivitě předurčen pro použití v podmínkách nejtěžších, tj. v místě jednoho nebo několika vysílačů, v němž otočnou anténou zpracováváme několik slabých signálů z různých směrů, často rušených silnými vedlejšími signály. Jeho velké výkonové zesílení nevyžaduje při velmi dlouhém svodu použít podpurný zesilovač, který by v tomto případě musel být širokopásmový. Nevýhodou je nutnost přivést k zesilovači zvláštním jednožilovým kabelem napětí pro varikap, které je navíc proměnné. I konstrukce zesilovače je pracnější než např. dvoustupňového širokopásmového zesilovače s odlaďovačem, především pro větší počet ladicích prvků.

Zmíněný dvoustupňový zesilovač byl vyzkoušen ve velmi nepříznivých podmínkách v Praze, v místech vyvýšených a vhodných pro příjem i velmi vzdálených vysílačů, ale s přímou viditelností vysílače Cukrák, Petřín a vysílače programu SSSR (Petřín, Bílá Hora, Řepy, Dědina, Prosek). Zesilovač zpracovával signál dodaný např. z dvojice upravených antén TVa. Rotátor umožnil ideální příjem na K35 — Kamienna Góra, K29 — Dresden; nerušený příjem na K55 a K59 — Hoher Bogen, na K30 — Sněžné Kotly, velmi uspokojivě K27 — Löbau. Ve zvlášť vhodných místech je denně přijímán K58 — Weitra-Wachberg, K43 — Amberg; jinde zase trvale či příležitostně K21 — Jauerling a K28 — Hoher Bogen. Tyto poznatky nelze brát tak, že v těchto místech Prahy, nebo jen zde, lze kdekoli bez problému přijímat výše uvedené kanály. Uvedené skutečnosti mají ilustrovat např. možnost přijímat velmi slabý signál, který se šíří ze stejného směru jako signál místního vysílače, nebo i za přítomnosti silného (i místního) vysílače na vedlejším kanále slabého signálu (K27, K30).

Tyto skutečnosti jsou velmi lákavé, ovšem je na místě upozornit, že stavba složitějšího přeladitelného zesilovače je náročná a nelze ji doporučit úplným začátečníkům.

10.1 Rezonanční obvody laděné varikapy

Problematické varikapů osvětlíme na rezonančních obvodech pro UHF, kde je budeme nejvíce používat. Rezonanční obvody pro UHF už známe a navíc zde vynikne většina jevů, na které je nutno brát zřetel při provozu varikapů.

Místo kapacitního trimru můžeme k ladění obvodu použít varikap (D) —

kapacitní diodu, viz obr. 93. Kapacita varikapu je dána napětím v závěrném směru (při 0,5 až 28 V se mění zhruba od 20 pF do 2 pF, viz obr. 94). Zařazení varikapů do rezonančního obvodu je provázáno několika problémy:

- jakost Q obvodu se zmenší,
- rezonanční obvod musíme navrhout tak, aby umožňoval proladění v požadovaném rozsahu,
- vždy používáme několik rezonančních obvodů vzájemně vázaných, které je nutno sladit do souběhu,
- musíme přivádět proměnné napětí 0,5 až 30 V.

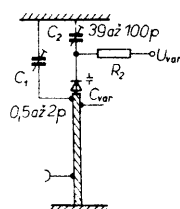
Ad a) Z náhradního schématu varikapu, obr. 95, vidíme, že kapacitní dioda (jako každý kondenzátor!) zhoršuje jakost obvodu především vlivem ztrátového sériového odporu R_s , který je dán kvalitou materiálu a druhem pouzdra. Parazitní indukčnost L_s je dána hlavně délkou přívodů diody. Odpor R_s bývá 0,2 až 1,2 Ω a $L_s = 2$ až 6 nH. Mezi amatéry koluje názor, že kvalita varikapů na UHF je tak špatná, že je prakticky nelze aplikovat. Jak dále uvidíme, situace není zdaleka tak špatná a výsledky jsou povzbudivé. Byla realizována tříobvodová pásmová propust s velkým Q z kapacitně zkrácených rezonátorů $\lambda/4$ ($\varnothing 10$ mm, $l = 100$ mm). Při ladění vzduchovými kondenzátory měla na 530 MHz průchozí útlum 0,7 dB. Při aplikaci varikapů se průchozí útlum zvětšil o 2 až 2,5 dB. Při použití varikapů v rezonančních obvodech, které jsou již zatlumeny navázáním tranzistorů MOSFET, je zvětšení ztrát minimální. Fakt, že připojením MOSFET na rezonátor se obvod zatluší a dále, že MOSFET nevyžadují pro šumové přizpůsobení velké Q ($= > R_{rez}$), ale spíše mírně zatlumený vstupní obvod, je příčinou toho, že zhoršení šumového čísla zesilovače, ve kterém zaměníme vzduchový kondenzátor za varikap, je 0,1 až 0,3 dB, přičemž 0,3 dB počítáme při středních kapacitách varikapu. Jakost varikapu se totiž zmenšuje s kmitočtem. Největší jakost mají varikap

při $U_{var} = 20$ až 25 V, kdy se při zařazení jednoho varikapu zmenší zisk o 1 dB a zhorší šum o $0,1$ až $0,15$ dB. Zatímco se na zmenšení zisku podílí každý varikap, na zhoršení F se podílí pouze varikapy ve vstupní dutině. Menší jakost obvodu při malém ladicím napětí má za následek, že zesilovač navržený pro použití v celém UHF bude mít na nejnižších kanálech IV. pásma menší zisk než na nejvyšších kanálech V. TV pásma, čili obráceně, než je obvyklé.

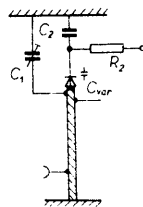
- Ad c) Navážeme-li na sebe několik rezonančních obvodů laděných varikapy a osazených MOSFET, nebude jejich souběh při ladění všech varikapů jedním napětím dostatečný, a to z několika důvodů:
- jednotlivé varikapy mají různou kapacitu při stejném ladicím napětí (nestejný průběh C/U_{var}),
 - FET mají různé velkou vstupní a výstupní kapacitu, přičemž $C_{vst} > C_{výst}$,
 - geometrické nepřesnosti mechanického provedení rezonančních obvodů způsobí, že elektrická délka rezonátorů nebude ve všech dutinách stejná,
 - navázání ostatních prvků uvnitř i z vnějšku k obvodům je doprovázeno větším či menším impedančním nepřizpůsobením.

Abychom si sladění usnadnili, musíme co nejpečlivěji dodržet rozměry krabičky s připájenými rezonátory, protože např. nestejná délka rezonátorů nebo různé rozměry dutin (různé Z_0) způsobí rozdíl elektrických délek rezonátorů. Dalším velkým usnadněním práce jsou „párované“ varikapy. Při výrobě jsou varikapy vybírány do dvojic, trojic, čtveřic, atd. V konstrukčních návrzích je nutné používat takto vybírané varikapy, protože jinak bez měřicích přístrojů nelze dobrého souběhu dosáhnout. Nakonec tedy zbývá vykompenzovat rozdíly mezi vstupními a výstupními kapacitami tranzistorů. Navázání odboček a vazebních smyček nemá totiž na rozladěnost tak velký vliv, dodržíme-li vzdálenosti odboček podle návodu. Stejně jako při návrhu různých přizpůsobovacích obvodů, tak i při návrhu rezonančního obvodu s rezonátory $\lambda/4$ kapacitně zkrácenými musíme počítat se vstupní a výstupní kapacitou tranzistoru. Tu musíme připočítat k ladicí kapacitě C_{var} obvodu.

Jak již víme, vstupní kapacita MOSFET je nejčastěji 2 až $2,5$ pF a výstupní 1 až $1,5$ pF. To znamená, že rozdíly mezi jednotlivými tranzistory a mezi C_{vst} a $C_{výst}$ se budou uplatňovat při $C_{var} = 2$ pF, tedy na nejvyšších kanálech UHF. Proto na horním konci UHF sladíme obvody paralelními (k C_{var}) kondenzátory C_1 , obr. 96. Na 470 MHz je vliv C_1 minimální, zanedbatelný. Aby obvody byly sladěny dostatečně, mu-



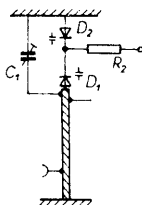
Obr. 96. Základní princip sladění obvodů s varikapy



Obr. 97. Zjednodušené sladění obvodů

síme je sladit i na dolním konci UHF. K tomu využijeme kondenzátoru C_2 , jehož přítomnost je beztak nutná kvůli U_{var} . Kapacita C_2 je několik desítek pF a protože je k varikapu přiřazena do série, bude se její vliv uplatňovat hlavně při $C_{var} = 15$ až 20 pF, tedy na dolním konci UHF. Takto tedy paralelním C_1 a sériovým C_2 budeme sladovat druhou, třetí, popř. čtvrtou dutinu vůči první. Postup budeme vždy nejméně dvakrát opakovat, až si budeme jisti, že sladění je na obou koncích pásma dostatečné. Tento způsob sladování je velmi přesný, ale také pracný, protože s počtem dutin se zvětšuje dvojnásobně počet dolaďovacích prvků. V jednoduchých případech, např. požadujeme-li proladit jen část pásma UHF a u jednostupňových zesilovačů můžeme použít zjednodušené zapojení, viz obr. 97, sladíme pak pouze C_1 a C_2 je pevný kondenzátor. Ovšem vynechání C_1 nelze doporučit!

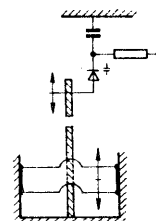
Praxe ukázala, že ve většině případů postačuje jednodušší metoda nastavení. Metoda využívá poznatku, že aplikace dvou varikapů zapojených proti sobě (odpadne C_2) velmi příznivě ovlivňuje souběh kapacitních diod, obr. 98. Dutiny sladíme pak pouze pomo-



Obr. 98. Ladění rezonančního obvodu dvěma varikapy

ci C_1 na horním konci UHF, abychom hlavně kompenzovali rozdílné kapacity tranzistorů. Varikapy mají nyní poloviční kapacitu, dosáhneme většího pásma proladění zesilovače, což umožní částečně vyloučit oblast, v níž mají varikapy nejhorší Q . Ovšem výhoda polovičního počtu dolaďovacích prvků je vykoupena dvojnásobným počtem varikapů, což se odrazí v ceně, v dalším zhoršení Q a z toho vyplývá i větší šum a menší zisk, protože, jak jsem již uvedl, šumové číslo se zvětšuje min. o $0,1$ dB ($U_{var} = 25$ V) na jeden varikap ve vstupní dutině a zisk se zmenšuje zhruba o 1 dB na jeden varikap, nejméně o $1,5$ dB na dvojici varikapů (při $U_{var} = 3$ V). Zmenšením zisku je jev téměř nepodstatný, protože i čtyřobvodový zesilovač ($2 \times$ MOSFET) se čtyřmi dvojicemi varikapů dosahuje na 750 MHz běžné zisku 30 dB. Ale pozor, tato metoda není vždy tak přesná jako předchozí, v nepříznivém případě se může stát, že sladění na dolním konci UHF nebude optimální, což se odrazí v dalším zmenšení zisku a zvětšení šumu na nejnižších kanálech.

Uvedené dva způsoby nastavení zesilovače lze považovat za základní a také



Obr. 99. Odstranění rozdílu kapacit varikapů

nejjednodušší. Existují ještě sladění, které dovolují používat varikapy. Rozdílnost kapacit C_{var} lze odstranit tím, že se odstraní kapacita C_2 na rezonátor o něco zkrátíme rezonátor tím, že ho me manžetou s komůrkou v místě, kde je připájen ke 99), popř. na rezonátoru očko, které vyplňujeme c způsoby jsou zdlouhavé vyžadují větší zásahy pájer doporučit pouze vespělym. Další metodou, kterou lze budeme o ní ještě hovořit). „posouvání“ ladicích napětí trimry. Její použití se sladování dutin na dolním ma, kde je změna kapacity to tehdy, používáme-li dvoj paralelní C_1 a zjistíme-li, že dolním konci UHF není Posuv napětí se na ho pásma projeví velmi málo, je průběh kapacity pozvoln o sladování ještě můžeme nat, že se najdou amatéři, nesladují a ladí na dálku t dutiny každou zvlášť. Méně zhotovování zesilovače je případě vykoupeno pracný váním a svazkem drátů, kl běžně se svodem veden k zesilovači.

Jaké varikapy použijeme? varikapů. Práce s var

Důležitými parametry va UHF jsou při návrhu re obvodu jejich minimáln a celkový rozsah kapacity. rozsah $C_{var} = 2$ až 18 pF, t vlivem přidavných kapacit vázaných na rezonanční především o MOSFET) se t změni např. na $C_{var} = 4$ až pouze $1:5$. S tímto jever počítat, zvláště požadujem ladění po celém pásmu UH V tab. 15 jsou varikaj výrobci a jejich parametry vyplývá, že rozdíly v param malé. Mezi parametry posí kost, kterou výrobci zřídka když, tak pouze pro varika Pro ilustraci uvedme přč kmitočtu v závislosti na U_{var} Siemens BB409, $C_{var} = 4,5$. $U_{var} = 1$ až 28 V (obr. 100).

Z našich varikapů má dob ti řada 205, především KB205B, které vynikají ma lem parametřů, což nepla pech KB205G. Větší rozpty varikapů KB205G i 105G r dek, že někdy jsou typy G le B a obráceně. „Párované“ vyskytují hojněji varikapy hlavně typu G. Budeme-li čtveřicemi, pak nejdostu varikapy 4-KB105G. Většín v tomto čísle AR byla la

Tab. 16. Ro

Pásmo	a
IV	11
IV+V	8,

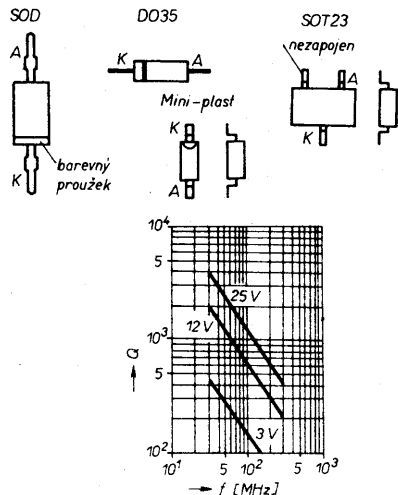
Geomet Průchodko umístěny Varikapy p přehráti. D pájme C_2 (2 mm) tak, byla meze C_1 a poté připájíme v že ho mírn rezonátor přihneme me U_{var} v b (např. $0,5$ poškozené velkém R_2 denzátor kapacitu. ně nastav známky víčkem a Obě kome ným pote díme na si obě dutin obraz. Po varikapech mít C_1 větš postupova jednou změno vač na c každou du jeme voltm komory s obrazu př denzátoru velikosti r sladíme p UHF a p spodním. kujeme. P kapů je v konci malá govat po metodu p chodkový obr. 103

Obr. 103.

menším U nižším k C_1 na ho mečných nebude r jednom z dodrželi odstranit s menší naladit obráceně Do obc stavit i d věho zesl hradíme nách bu proti sob 104) a ro

Tab. 15. Přehled parametrů varikapů pro pásmo UHF

Typ	Výrobce	U_{var} [V]/ C_1 [pF]	U_{var} [V]/ C_2 [pF]	C_2/C_1	U_{max} [V]	r_s [Ω]	L_s [nH]	Pouzdro	
BB405B	P	28/1,8 až 2,2	1/13,5 až 16,5	7,5	30	0,75		Do/35	
BB505B	S	28/1,85 až 2,25	1/17,5	7,7	30	0,7	3		
BB505G	S	28/1,8 až 2,4	1/17,5	7,2	30	1,0	3		
BB515B	S	28/1,85 až 2,25	1/17,7	7,8	30	0,55	2,5	miniplast SOT 23	
BB515G	S	28/1,8 až 2,4	1/17,7	7,3	30	1,0	2,5		
BB801	S	28/1,0	1/9	9	30	1,0			
KB105A	T	25/2,35 až 2,8	1/17	6	30	0,8		SOD 23	
KB105B	T	25/2,0 až 2,3	1/17,5	7,6	30	0,8			
KB105G	T	25/1,8 až 2,8	1/17,5	6,2	30	1,2			
KB205A	T	25/2,0 až 2,5	1/17	6,8	30	0,6			
KB205B	T	25/1,9 až 2,2	1/17	7,7	30	0,7	3		
KB205G	T	25/1,8 až 2,8	1/17	6	30	0,9			
3-KB105A,B, – trojice s odchylkou kapacity max. 3 % v rozsahu $U = 0,5$ až 28 V									
3-KB105G – trojice s odchylkou kapacity max. 6 % v rozsahu $U = 0,5$ až 28 V									
3-KB205A,B,G – trojice s odchylkou kapacity max. 3 % v rozsahu $U = 0,5$ až 28 V									
4-KB105A,B,G – čtveřice s odchylkou kapacity max. 3 % v rozsahu $U = 0,5$ až 28 V									

Obr. 100. Závislost jakosti Q na U_{var} a kmitočtu pro BB409

varikapů KB105G. Rozdíl v šumovém čísle při aplikaci varikapů 205B a 105G byl prakticky neměřitelný. Kvalita našich varikapů je velmi dobrá a je zbytečné shánět ekvivalentní zahraniční typy.

A na závěr ještě něco o práci s varikapem. Kapacitní diody jsou velmi choulostivé na přehřátí — několikrát pájené varikapů mají horší parametry. Vývody varikapů zkracujeme max. asi na 2 mm. Doporučujeme, aby čtenáři, kteří hodlají zhotovit zesilovač s varikapem, dodržovali postup pájení a rozmístění součástek podle návodu.

Praktická realizace dálkové přeladitelných zesilovačů

U každého zesilovače je k dispozici elektrické schéma, rozmístění součástek v krabici a postup při s ladění. Při konstrukci všech zesilovačů je třeba dodržovat několik zásad:

— dodržujeme rozměry krabiček, rozmístění součástek a doporučený postup pájení a stejné zásady jako u kanálových zesilovačů naladěných pevně;

— rezistory R_2 , přes něž jsou napájeny varikapů, by neměly mít příliš velký odpor ani vzájemné rozdíly, — před ožíváním zkontrolujeme, zda nebyly zapájené varikapů poškozeny (zvětší se několikanásobně odběr proudu, což vyvolá větší úbytek napětí na R_2). Jakost varikapů lze kontrolovat např. tak, že na všechny varikapů přivedeme napětí 28 až 30 V a toto napětí by mělo být v bodě spájení R_2 , C_2 , D vždy stejné;

— před s laděním zjistíme míru rozladění či s ladění tak, že budeme ladit každou dutinu zvláštním potenciometrem. Po optimálním naladění zesilovače na jednom konci UHF (a pak na druhém) změříme voltmetrem U_{var} v každé dutině. Tím zjistíme rozdíly, které je třeba s laděním odstranit;

— při správně nastavených pracovních bodech proladíme zesilovač po celém pásmu UHF a zjistíme, je-li stabilní. Při zjištění nestability postupujeme podle článku Oživení a nastavení zesilovače; — je-li po této stránce zesilovač v pořádku, dočasně, ale dostatečně jej „zavíčujeme“ a přistoupíme ke s ladění, jehož postup je u každého zesilovače uveden;

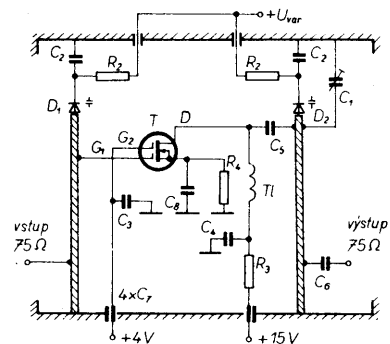
— při s ladění vždy používáme sadu útlumových článků, které vřazujeme před, ale i za zesilovač. Bez útlumových článků lze zesilovač s ladit velmi těžko; — uvědomíme si, že šum zesilovače je dán především naladěním první dutiny. Proto vždy budeme s ladovat druhou, třetí, popř. čtvrtou dutinu vůči první! S ladíme nejprve na nejvyšších kmitočtech;

— doporučený postup s ladování budeme nejméně dvakrát opakovat, protože se jednotlivé obvody při s ladování ovlivňují;

— doporučujeme, aby si každý vyzkoušel opakovaně naladit první a druhou dutinu (každou zvlášť) na oba konce UHF na nejlepší obraz a z rozptýlu napětí U_{var} usoudil, jaká míra rozladění se projeví zhoršenou kvalitou obrazu. S laděnost můžeme posoudit i dosaženou selektivitou, zvláště ladíme-li zesilovač na slabý signál, sousedící s kanálem, na němž vysílá silný vysílač.

10.2 Jednostupňové zesilovače s varikapem

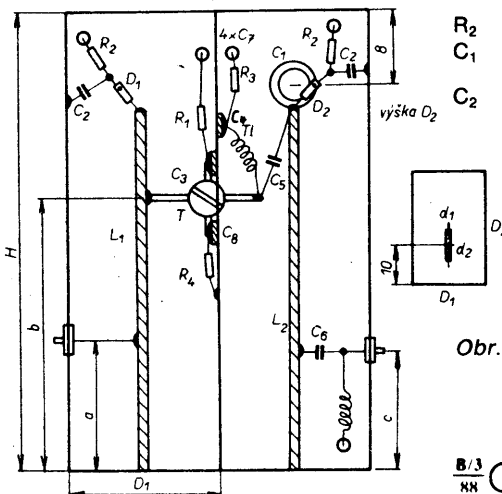
Při návrhu rezonančního obvodu laděného varikapem vycházíme z toho, že na vstupní obvod je navázána větší kapacita MOSFET než na výstupní. Proto ve vstupní dutině můžeme vynechat doladovací kondenzátor C_1 . Výstupní dutinu (druhou, popř. třetí) budeme pak doladovat vůči první. Elektrické schéma je na obr. 101. Konstrukce



Obr. 101. Přeladitelný kanálový zesilovač s varikapem — typ 1

plechové krabičky je stejná jako u „klasických“ zesilovačů. Platí tedy i stejné zásady pro pájení součástek a nastavení pracovního bodu. Odlišné je pouze rozmístění součástek na volném konci rezonátorů, obr. 102. Součástky pro nastavení pracovního bodu tranzistoru jsou stejné jako na obr. 81. Ostatní součástky:

- D_1, D_2 — dvojice varikapů, např. 2-KB205B,
- R_2 — 47 k Ω ,
- C_1 — skleněný trimr 0,5 až 4,5 pF,
- C_2 — 68 pF.

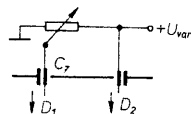


Obr. 102. Vnitřní uspořádání a základní rozměry

Tab. 16. Rozměry zesilovače z obr. 102

Pásmo	a	b	c	d ₁	d ₂	L _{1,2}	D ₁	D ₂	H
IV	11	25	8,5	0,5	12	34	20	25	45
IV+V	8,5	19	6	0,5	12	25	20	25	36

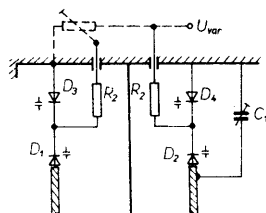
Geometrické rozměry jsou v tab. 16. Průchodkové kondenzátory C_1 jsou umístěny asi 3 mm od stěn krabičky. Varikapy pájíme opatrně s ohledem na přehřátí. Doporučuji tento postup: připájíme C_2 ke stěně krabičky (vývody 2 mm) tak, aby mezi ním a rezonátorem byla mezera pro varikap. Připájíme R_2 k C_1 a poté R_2 , C_2 a varikap. Nakonec připájíme varikap k rezonátoru a to tak, že ho mírně od rezonátoru odehneme, rezonátor prohřejeme a do kapky cínu přihneme nožku varikapu. Zkontrolujeme U_{var} v bodě R_2 , C_2 , D. Větší odchylka (např. 0,5 V při $U_{var} = 28$ V) svědčí o poškozeném varikapu nebo o příliš velkém R_2 (velký úbytek napětí). Kondenzátor C_1 nastavíme na minimální kapacitu. Jsou-li pracovní body správně nastaveny a nejeví-li zesilovač známky nestability, zakryjeme jej víčkem a přistoupíme ke sladování. Obě komory budeme ladit samostatným potenciometrem. Televizor naladíme na signál co nejvyššího kmitočtu a obě dutiny naladíme na co nejlepší obraz. Poté změníme napětí na obou varikapech a z rozdílu usoudíme, má-li mít C_1 větší či menší kapacitu. Můžeme postupovat i tak, že ladíme obě dutiny najednou na nejlepší obraz se současnou změnou C_1 . Dále přeladíme zesilovač na co nejnižší kanál UHF a to každou dutinu samostatně. Zkontrolujeme voltmetrem napětí na diodách. Do komory s menším U_{var} při optimálním obrazu připájíme paralelně k C_2 kondenzátoru o kapacitě 12 až 39 pF podle velikosti rozdílu napětí. Zesilovač opět sladíme pomocí C_1 na horním konci UHF a pak zkontrolujeme na konci spodním. Tento postup několikrát opakujeme. Při použití „párových“ varikapů je většinou odchylka na dolním konci malá; bude-li větší (nejde dokorigovat pomocí C_2), je nutno použít metodu posouvání napětí. Před průchodkovým kondenzátorem zařadíme podle obr. 103 odporový trimr (dutin a



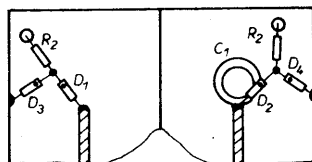
Obr. 103. „Posouvání“ ladicích napětí odporovým trimrem

menším U_{var}) a sladujeme na co nejnižší kmitočtu s opětovou korekcí C_1 na horním konci pásma. Ve výjimečných případech se může stát, že nebude možné zesilovač naladit na jednom z okrajů pásma. Pokud jsme dodrželi rozměry dutin, pak lze jev odstranit výměnou C_2 za kondenzátory s menší kapacitou, nelze-li zesilovač naladit na horní konec pásma, a obráceně.

Do obdobné krabičky můžeme postavit i druhou variantu jednostupňového zesilovače. Kondenzátory C_2 nahradíme varikapy, čímž v obou dutinách budou zapojeny dva varikapy proti sobě. Elektrické schéma (obr. 104) a rozmístění součástek omezíme



Obr. 104. Přeladitelný kanálový zesilovač s varikapy — typ 2



Obr. 105. Uspořádání varikapů u zesilovače typu 2

Tab. 17. Rozměry zesilovače z obr. 105 a 109

Pásmo	a	b	c	d ₁	d ₂	L	H
IV	13,5	31	10	0,5	12	42	52
IV+V	11,5	26	8,5	0,5	12	34	44

na odlišnou část (obr. 105). Upozorňuji, že varikapy D_1 a D_2 jsou párovány, stejně jako D_3 a D_4 . Můžeme samozřejmě použít „párovanou“ čtveřici. Ovšem nesmíme uspořádat varikapy tak, aby D_1 a D_3 tvořily jednu dvojici a D_2 , D_4 druhou!

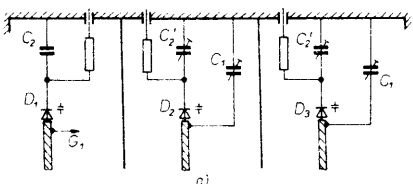
Rozměry zesilovače jsou v tab. 17.

O výhodě dvou varikapů zapojených proti sobě již byla zmínka. Zesilovač má o něco větší šířku pásma přeladitelnosti. Menší výsledná kapacita umožňuje použít delší rezonátory. Sladujeme stejným způsobem, tj. na horním konci pásma pomocí C_1 . Zjistíme-li rozladění i na spodním konci pásma, sladíme dutiny korekcí napětí U_{var} podle obr. 103. Zcela ojediněle může nastat případ, kdy bude vstupní kapacita tranzistoru stejná nebo dokonce menší než výstupní. V tomto případě musíme do vstupní dutiny připojit paralelně (jako C_1) kondenzátor přibližně 0,5 pF (a to buď dva kondenzátory 1 pF v sérii, nebo 25 milimetrů miniaturní dvojlínky).

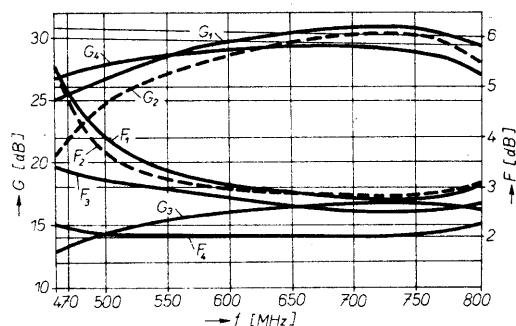
Vyžadujeme-li větší selektivitu, můžeme do tří dutin o rozměrech podle tab. 18 realizovat zesilovač, v němž kondenzátor C_2 doplníme ve druhé a třetí dutině kapacitním trimrem C'_2 , což umožní pohodlnější sladování. Rozmístění součástek na konci rezonátorů je zřejmé z obr. 106. Kondenzátor C_2 v první dutině má kapacitu 39 pF. Stejný

Tab. 18. Rozměry zesilovače z obr. 106, 108 a 111

Pásmo	a	b	c	d ₁	d ₂	L	H
IV	11	25	8,5	0,5	12	34	48
IV+V	8,5	19	6	0,5	12	25	39



Obr. 106. Zesilovač typu 1 se zvětšenou selektivitou



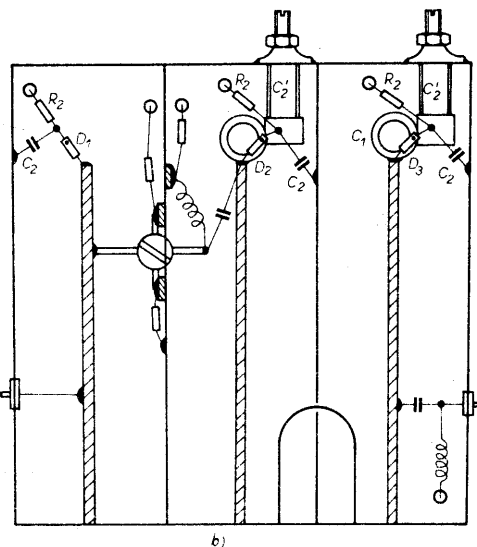
Obr. 107. Parametry varikapy laděných zesilovačů; 1 — zesilovač z obr. 108, 2 — z obr. 109, 3 — z obr. 102, 4 — z obr. 111)

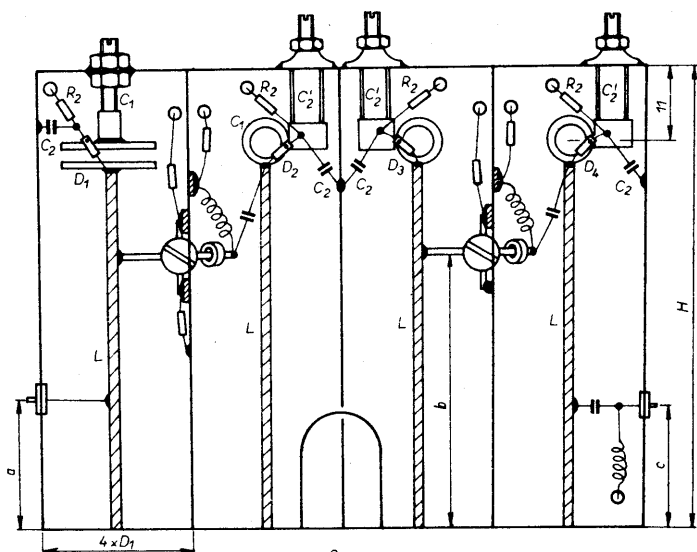
kondenzátor připojíme i k trimrům do zbylých dutin. Jejich kapacitu však bude při sladování nutno měnit. Sladujeme opět známým způsobem, včetně korekce U_{var} . Opět zdůrazňuji, že zesilovač sladujeme za použití útlumových článků a sladování na horním a spodním okraji pásma několikrát opakujeme. Varikapy D_1 , D_2 , D_3 tvoří „párovanou“ trojici. Selektivitu zesilovače můžeme ovlivňovat vazební smyčkou (str. 105). Umístění doladovacích trimrů je na obr. 108 spolu s polohou rezonátorů v dutině, která je u všech zesilovačů stejná.

Na obr. 107 jsou parametry jednostupňového zesilovače, se zvyšujícím se kmitočtem se parametry zlepšují. Zhoršení na spodním okraji pásma je způsobeno jednak menší jakostí Q varikapů, ale také tím, že rezonanční obvod musí být navržen v závislosti na nejmenší kapacitě varikapů, což vyhovuje optimálnímu přizpůsobení na nejvyšších kmitočtech. Vstupní impedanace tranzistoru je nepřímo úměrná kmitočtu, což jinými slovy řečeno znamená změnu odbočky na G_1 při různém kmitočtu. Snadno si domyslíme, jak by měl vypadat rezonanční obvod na nejnižších kmitočtech UHF (obr. 78). Proto si pamatujeme, že nepožadujeme-li proladení celého pásma UHF, navrhujeme rezonanční obvod tak, abychom využívali oblastí, v níž mají varikapy největší jakost a v níž dosáhneme příznivého poměru indukčnost rezonátoru/kapacita varikapu.

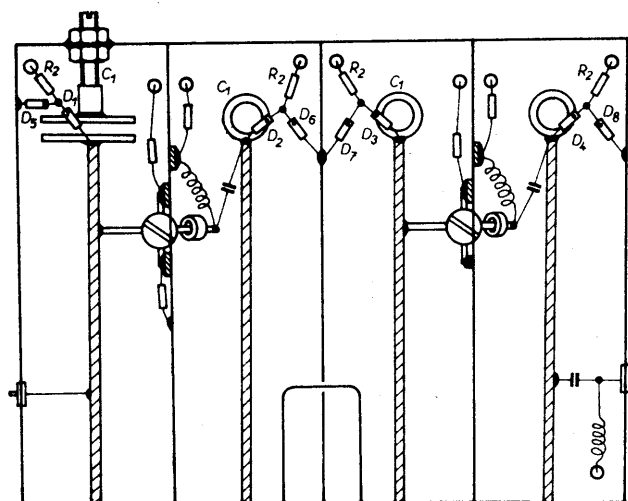
10.3 Dvoustupňové varikapy laděné zesilovače

Jsou uvedeny dva druhy dvoustupňových zesilovačů. První typ je odvozen

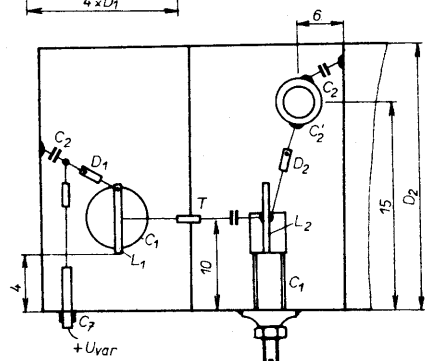




Obr. 108. Dvoustupňový zesilovač, laděný varikapy, typ 1



Obr. 109. Dvoustupňový zesilovač, laděný varikapy, typ 2



pásma UHF. Zesilovače mají velmi dobrou linearitu.

10.4 Varikapy laděné zesilovače se širokopásmovým vstupem

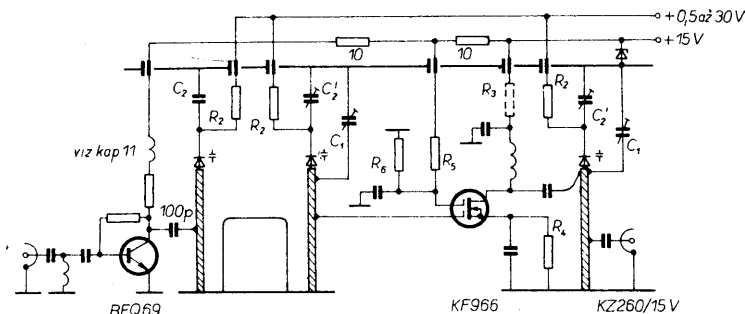
Umístíme-li na vstup dálkově laděného zesilovače jednostupňový zesilovač s bipolárním tranzistorem zapojeným s širokopásmovým vstupem, dostaneme plošší průběh šumového čísla, protože to se zlepši především na začátku pásma UHF. Výstup prvního stupně budeme realizovat již jako laděný a to vzhledem k selektivitě. Druhý stupeň je osazen tranzistorem MOSFE se známým zapojením. Elektrické schéma celého zesilovače je na obr. 110. Rozmístění součástek je na obr. 111 a rozměry jsou v tab. 18. Ve druhé dutině je sériový kondenzátor pevný a ve třetí dutině nemusí být paralelní kondenzátor k C_1 . Postup s laděním souběhu je obdobný s tím rozdílem, že budeme doladovat druhou a čtvrtou dutinu vůči třetí. Tento zesilovač má tedy příznivější průběh šumového čísla a méně se zmenšuje zisk na spodním konci proladovaného pásma. Na horním konci pásma je šumové číslo nepatrně lepší než u předchozích dvoustupňových zesilovačů a zisk o něco menší. Je zřejmé, že selektivita bude poněkud horší. V blízkosti silného vysílače je vhodné do první dutiny umístit jednostupňový odlaďovač s menším útlumem, ale větší selektivitou. V extrémním případě použijeme několika-komorový odlaďovač.

Kromě součástek uvedených v textu pod obrázkem jsou ostatní součástky shodné s předchozími zesilovači. Jako vstupní tranzistor je nejlépe použít BFQ69, BFG65 nebo BFT66. Pracovní

od předchozího tříobvodového zesilovače a je laděn čtyřiceti varikapů. Elektrické schéma je tedy odvozené. Liší se pouze v tom, že s laděvací kondenzátor C_1 je ve všech dutinách, protože nelze určit, jak se liší vstupní kapacita obou MOSFET. Rozmístění součástek je na obr. 108 a rozměry v tab. 18. Tento typ zesilovače vyniká dobrou selektivitou, proto je třeba s laděním věnovat značnou pozornost. S laděním kondenzátorů C_1 , C_2 , C_3 , popř. změnou U_{var} lze však pokládat za postačující. V praxi se tento zesilovač osvědčil a lze ho pokládat za kvalitativní maximum dosažitelné v amatérských podmínkách (v rámci dálkově laditelných zesilovačů). Při oživování musíme mít jistotu, že je zesilovač naprosto stabilní. Řídíme se pokyny, které jsou uvedeny v kapitole o „klasických“ dvoustupňových zesilovačích. Zesilovač s laděním s příslušným víčkem. Použití útlumových článků je nevhodné. Na počátku článku nejprve o 2 až 3 závity zašroubujeme trimr C_1 v 1. a 3. dutině. Dále s laděním oba konce pásma již známým způsobem. Bude-li v průběhu s laděním zřejmé, který tranzistor má menší C_{vst} , pak „jeho“ trimr C_1 úplně vyšroubujeme a opět zesilovač s ladíme. Příliš velká kapacita C_1 totiž zmenšuje šířku pásma, ve kterém lze zesilovač proladit. Rozladění dutin se projeví především zmenšením zisku a selektivity. Druhá a čtvrtá dutina ladí velice ostře, kdežto dutina třetí ladí naopak „mělce“. Selektivitu můžeme dále zvětšit použitím vazební smyčky s velmi volnou vazbou. Mírná ztráta výkonu není na závadu, protože zesilovač dosahuje na konci pásma UHF běžné zisku až 30 dB. Přítomnost kondenzátoru C_1 i v první dutině si žádá zmenšit jeho ztráty na minimum, proto je v tomto zesilovači ve vstupní dutině použit kondenzátor vzduchový.

Druhý typ zesilovače je laděn dvěma čtyřiceti varikapů (diody D_1 až D_4 a D_5 až D_6). Nejsou použity kondenzátory C_2 a C_3 . S laděním se tedy změnou C_1 na horním konci pásma (ve vstupní dutině opět vzduchovým) a korekcí U_{var} na dolním konci pásma. Lze použít i metodu změny elektrické délky rezonátoru (obr. 99). Elektrické schéma je stejné jako na obr. 104. Rozmístění součástek je na obr. 109, rozměry v tab. 17. V průměru dosahuje tento zesilovač o něco menší selektivity než předchozí typ. Ostatní parametry jsou téměř shodné, obr. 107. Zmenšení zisku vlivem ztrát v kondenzátorech je u obou zesilovačů téměř stejné (u prvního typu kondenzátory C_2 , u druhého čtyřiceti varikapů). Mírně lepší poměr indukčnosti a kapacity a větší rozsah proladění se odrazí u druhého typu v plošším průběhu šumového čísla.

U všech výše uvedených a popsaných typů dálkově laditelných zesilovačů jsou odbočky na rezonátorech voleny pro optimální šumové přizpůsobení na konci pásma UHF. Zesilovače byly zkoušeny v podmínkách, kdy bylo zapotřebí nejlepších parametrů na kanálech 55, 59 a 58. Chceme-li zlepšit parametry na začátku pásma UHF, lze odbočky pro připojení G_1 MOSFET posunout výše, popř. zcela na konec rezonátoru. Podle zásad v kapitole o rezonančních obvodech mohou zájemci navrhnout i jiný rezonanční obvod, podle toho, jak široké pásmo a jaký nejvyšší kmitočet požadují, protože ne vždy požadujeme proladění celého



Obr. 110. Elektrické schéma varikapy laděného zesilovače se širokopásmovým vstupem

VÝZKUMNÝ ÚSTAV MATEMATICKÝCH STROJŮ k. ú. o., Loretánské nám. 3 Praha 1

přijme pro své pracoviště Praha 6-Vokovice, Lužná 2 pro práci na výzkumu a vývoji testovacích zařízení určených pro elektrotechnický průmysl

1. pracovníky pro návrh číslicových a číslicově/analogových obvodů,
 2. pracovníky pro návrh adaptérů a programového vybavení pro osobní počítače třídy IBM PC do funkcí
- výzkumný a vývojový pracovník, požadované vzdělání US odborná praxe 9 let, nebo VŠ odborná praxe 4 roky, mzdové zařazení T 10—11 v ZEÚMS II,
- samostatný výzkumný a vývojový pracovník, požadované vzdělání VŠ, odborná praxe 6 až 9 let, mzdové zařazení T 12—13 v ZEÚMS II.

- Práce v dobrém kolektivu na technicky zajímavých problémech
- Možnost podnikové a výběrové rekreace
- Možnost dalšího vzdělání (aspirantura)

Bližší informace podá ing. Kolliner nebo ing. Uhlíř, CSc., tel. 36 37 41.
Náborová oblast Praha.

skříň Sapi I — jen mechaniku, krystal 12,288 MHz, FRB. L. Vězník, Mánesova 17, 612 00 Brno.

BFR90, 1, 6 (53, 56, 59), BF960, 1 (33). M. Nevidanský, Mierová 51, 937 01 Želiezovce.

Mgl B93 s MDA2020 (1100), nové hlavy do B73 (2x 110), osciloskop N313 (1800), dvě třípásmovky 8 Ω /15 W/12 dB (2x 1000), Hi-Fi Transiwat 44 — 2x 30 W (1700), koncertní kytaru Schneider (1500), výměním radiomateriál, koupím Color Oravan nebo jiný s in-line (i nehrající), levně. P. Šulek, Tyršovo nábřeží 1706, 756 61 Rožnov.

Čisl. teploměr $\pm 79^\circ\text{C}$ (650), měřič C 0,5 pF až 10 μF , (500), vf gen. BM205 (1500), nf gen. BM365 (1200), osc. BM370 (1400), osc. 0—5 MHz obr. 3 x 4 cm (1800), tv konvertor lad. (250), raménko Hifi (250), talíř (150), zdroj s měřením 2—30 V, 0—1 A (450), čisl. multimetr LCD U—I—R (2500), měř. DL 20 μA (150), kryst. 120 MHz (80), přep. Nx 24 poloh (50—150), MAA723CN (16), MAA725 (100), A277D (50), tunel. diody (30), Havelka, Blažkova 8, 638 00 Brno.

RC soupravu Varioprop 12S (žlutý), kompletní, málo používané, + nové plynulé ovládání otáček elektromoto-

ru 12 V, 8 A, (10 000), novou RC soupravu Mars II — 40,68 MHz (500), IO — MM5316 (400), MM5314 (350), U118F (30), MH8437 (10), MH8430 (10), VQE23E (130). M. Žižka, Dusíkova 790, 286 01 Čáslav.

Elektronky nepouž. PCL86, PCL88, PCF82, 1C21P, ECH84, EF183, PCL84, PCL805, EF80, PY88, PL504, di. KY705 plus hrající telev. Orava 128U s dokument. na souč. Jen vcelku (700). J. Parez, Střichova 581/23, 149 00 Praha 4-Háje, tel. 791 40 43.

KOUPĚ

NA ZX Spectrum: klávesnici LM1889, ULA 5C112C. P. Králík, Gottwaldova 380/11, 914 41 Nemšová.

KT920B, 904, B900, toroidy NO1, NO5, prepínač BCD, KF907, tyratron 21TE31, kdo zapožíci dokumentaci k RDST Unitra Echo 4a. J. Durec, 916 01 St. Turá 1224.

AR řada B č. 4/87 a AR ř. A č. 11/86, 1, 8, 12/84, 2/83, 2, 4/81. J. Beneš, Vlnafská 837, 460 01 Liberec 6.

Dekodér Pal z tv přijímače TESLA color, Color spectrum apod., servisní návod k tv Color spectrum. P. Buranda, Popovova 663/5, 143 00 Praha 4-Mořany.

Amat. radio — pro konstr. čís. 4 a 5/1987. Cenu respektují. VI. Linda, 277 04 Cítov 324.

ARA 5/77, 10/80, 2/81, 10/81, 4/84, 10/84, 9, 10/85, 7/86, ARB 4/78, 1/85, d'alej IO — A2030H (V), SN76477, repro bednu + zesilovač pre bass gitaru (i oddelene), jednoduchú aparaturu na spev, mikrofóny, len písomne. J. Čurilla, Sládkovičová 7, 053 61 Spišské Vlachy.

Rxy ufb — Collins 51 J-1, RCA AR88, R309, R312, R313, R672, R675 i jiný dlouhovlnný, R375, R250 i jiné, SSB Satellit 2000, elky 6K4, 6K3, 6A7, EC86, EF89. J. Kotora, 335 61 Spálené Poříčí 36.

AY-3-8500, 8550, 8610 příp. výměním za MHB4518. M. Bobocký, SPŠ, Bzinská 11, 915 01 Nové Mesto n. V.

RŮZNÉ

Radiopřijímač Lorenc Super 15B r. v. 1944 kdo opraví? J. Pižl, Rýchorská 333, 541 02 Trutnov 4.

Kdo přestaví RDST VXX 010 z 80 MHz na 145 MHz? Dohoda jistá. A. Beran, Ve vilách 1154, 549 01 Nové Mesto n. M.

JEDNOTNÉ ZEMĚDĚLSKÉ DRUŽSTVO „CHOVATEL“

468 71 Lučany nad Nisou

MTZ — s. Svobodová, tel. 856 31/kl. 53 — Jablonec nad Nisou

nabízí k odprodeji:

Odpory:

TR 192 4M7	148 ks à 0,45 Kčs
TR 192 820R	340 ks à 0,40 Kčs
TR 192 1K8/J	500 ks à 0,45 Kčs
TR 161 13K/C2	185 ks à 1,85 Kčs
TR 161 379R/C2	368 ks à 1,85 Kčs
TR 161 1K33/C2	165 ks à 1,85 Kčs
TR 161 2K71/C2	1300 ks à 1,85 Kčs
TR 161 10K/D1	3400 ks à 1,05 Kčs
TR 161 370R/D1	145 ks à 1,05 Kčs
TR 161 379R/D1	940 ks à 1,05 Kčs
TR 161 388R/D1	148 ks à 1,05 Kčs
TR 161 402R/D1	148 ks à 1,05 Kčs
TR 161 422R/D1	148 ks à 1,05 Kčs
TR 161 92K/C2	185 ks à 1,85 Kčs
TR 161 160K/C2	185 ks à 1,85 Kčs
TR 161 130R/C2	370 ks à 1,85 Kčs
TR 161 133R/C2	370 ks à 1,85 Kčs
TR 161 150R/C2	185 ks à 1,85 Kčs
TR 161 200R/C2	2240 ks à 1,85 Kčs
TR 161 1K/C2	370 ks à 1,85 Kčs
TR 161 10K/C2	6340 ks à 1,85 Kčs
TR 161 11K/C2	370 ks à 1,85 Kčs
TR 161 42R2/C2	1000 ks à 1,85 Kčs
TR 191 110K/J	2000 ks à 0,40 Kčs
TR 524	20 ks à 6,50 Kčs
TR 151 10K/B	150 ks à 0,15 Kčs
TR WN 69185 220 Ω	31 ks à 30,— Kčs

otoč. čisl. spínač

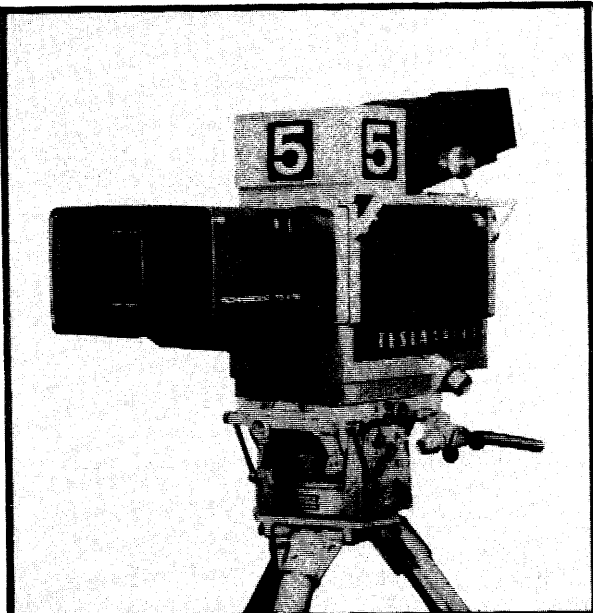
TS 212 00 02	50 ks à 15,50 Kčs
TS 212 00 03	180 ks à 15,50 Kčs
WA 251 46	146 ks à 0,20 Kčs
WA 087 01	300 ks à 1,30 Kčs
WF 251 01	300 ks à 0,45 Kčs

MLT 0,25

36 Ω	1519 ks à 0,25 Kčs
47 Ω	200 ks à 0,25 Kčs
56 Ω	585 ks à 0,25 Kčs
330 Ω	10 974 ks à 0,25 Kčs
470 Ω	6375 ks à 0,25 Kčs
1,5K	1000 ks à 0,25 Kčs
3,3K	5000 ks à 0,25 Kčs
3,9K	400 ks à 0,25 Kčs
15K	1200 ks à 0,25 Kčs
130K	1000 ks à 0,25 Kčs
390K	1290 ks à 0,25 Kčs
910K	1400 ks à 0,25 Kčs
1,3M	1858 ks à 0,25 Kčs

dioda 1N5404	1300 ks à 1,70 Kčs
dioda 1N5402	1300 ks à 1,25 Kčs
dioda KA222	600 ks à 2,20 Kčs
kondenzátor TE 002	
200U/Y	13 700 ks à 1,— Kčs

kondenzátor	
TC 180 2M	625 ks à 1,90 Kčs
kondenzátor TP 008	
1MO/T	350 ks à 1,45 Kčs
kondenzátor	
TC 235 22N	273 ks à 0,90 Kčs
kondenzátor TE 003	
10M/10 V	6200 ks à 0,95 Kčs
kondenzátor	
TK 783 15J	200 ks à 0,30 Kčs
kondenzátor TE 986	
50M PVC	350 ks à 0,65 Kčs
Tyristor KT501	670 ks à 2,50 Kčs
IO K561 IE (náhr.	
MHB4020)	460 ks à 17,— Kčs
IO MA7824	350 ks à 14,50 Kčs
TP 095 47K	4000 ks à 6,10 Kčs
TP 110 220R	6200 ks à 3,— Kčs
TP 110 47K N/N	5250 ks à 3,— Kčs
TP 110 680R	6780 ks à 3,— Kčs
TP 060 1K5 (180 ks),	
470K (520 ks)	700 ks à 4,20 Kčs



TESLA k.p., závod Radiospoj Praha 6, Podbabská 81

— vývoj a výroba televizní studiové techniky,
televizních kamer — pro barevná televizní
studia — přenosové vozy ČST —

nabízí zajímavé zaměstnání absolventům:

VŠ — ČVUT FEL, FS a VŠE

SPŠE, SPŠS, SEŠ a gymnázii

Možnost závodní rekreace letní i zimní, závodního
stravování.

Pro absolventy VŠ plánované PGS. Možnosti dalšího
osobního rozvoje a studia při zaměstnání.

Informace na osobním oddělení — telef. 34 23 86.

NOVÉ PRACOVÍŠTĚ RESORTU SPOJŮ

pro údržbu a vývoj SW telekomunikačních zařízení nasazovaných v čs. jednotné telekomunikační síti

přijíme zájemce o práci v oborech:

- programování spojovacích a dohledových SPC systémů
- programování a provoz podpůrných a testovacích prostředků
údržby SW
- školení a tvorbu kursů pro SPC technologii.

Informace osobně,
písemně i telefonicky
na č. tel. 27 28 53, 714 25 79

Praxe v oboru programování (mini a mikropočítače) vítána. Plat zařazení podle ZEUMS II.
Pro mimopražské pracovníky zajistíme ubytování.

MEZINÁRODNÍ A MEZIMĚSTSKÁ
TELEFONNÍ A TELEGRAFNÍ ÚSTŘEDNA
V PRAZE 3,
OLŠANSKÁ 6



DŮM OBCHODNÍCH SLUŽEB SVAZARMU

Pospíšilova 11/14

tel. 217 53, 218 04, 222 73, 219 20

telex. 526 62

757 01 Valašské Meziříčí



všem HIFI klubům Svazarmu a všem zájemcům o moderní elektroakustiku:

Název	Obj. č.	Cena:			
Gramo SG 077 — stavebnice — gram. šasi s krystalovou přenoskou (na 24 V)	3300986	600 Kčs	Sluchátko MONO SN 63 (do- voz PLR), frekv. rozsah do 20 000 Hz, přípoj. ka- bel 2,5 m	3301312	400 Kčs
Zesilovač TW 077 komp. sta- vebnice zesilovače	3300979	1 430 Kčs	Reproduktorová soustava RS 228 SS stav. — moderní dvoupásmová HIFI reprodu- ktorová soustava, která splňuje technické požadavky pro věrnou reprodukci zvuku 8 Ω, 20—50 W, objem 30 l.	3301326	690 Kčs
RS 128 finál-dvoupásmová reproduktorová soustava pro moderní HIFI soupravy, splňující požadavky pro věr- nou reprodukci zvuku, objem 10 l	300989	820 Kčs	Reproduktorová soustava RS 228 B finál — moderní HIFI soustava, je vhodná pro všechny stereofonní zesilo- vače a magnetofony s výk. 10—40 W.	3301328	980 Kčs
Stereofonní zesilovač TW 140SM, kompl. stavebnice 2x 50 W na 4 Ω	3300995	2 950 Kčs	Reprokabel L5 — délka 5 m	3304025	23 Kčs
Odznak ELEKTRONIKA pro reprosoustavy — na přední desku	3301206	5 Kčs	Motor SMR 300 — sestavený pro gramofon TG 120, na 220 V	3306055	175 Kčs
Průzvučná tkanina pro krytí reproduktorové soustavy RS 238 B a C, černá, rozm. 550x400 mm	3301209	24 Kčs	Raménko TG 120 s japon- skou přenoskou magnetody- namickou s eliptickým hro- tem	33006067	415 Kčs